



MH

300  
#4

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant : Makoto Akune et al.  
Serial No.: 10/079,800  
Filed : February 20, 2002  
For : DIGITAL SIGNAL PROCESSING APPARATUS AND METHOD

I hereby certify that this paper is being deposited this date with the U.S. Postal Service in first class mail addressed to Assistant Commissioner for Patents, Washington, D.C. 20231.

Jay H. Maioli  
Reg. No. 27,213

Date  
April 24, 2002

April 24, 2002  
1185 Avenue of the Americas  
New York, NY 10036  
(212) 278-0400

CLAIM FOR PRIORITY AND DOCUMENT SUBMISSION

Assistant Commissioner of Patents and Trademarks  
Washington, D.C. 20231

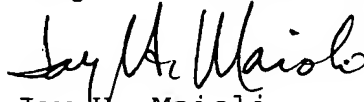
Sir:

A claim for priority under the provision of 35 USC 119 is hereby entered in the above-identified application.

In support thereof enclosed is a certified copy of Japanese Patent Application No. P2001-049268 filed on February 23, 2001.

Entrance of the priority claim is solicited.

Respectfully submitted,  
Cooper & Dunham LLP

  
Jay H. Maioli  
Reg. No. 27,213

File No. : 7217/66555  
JHM:ma  
Enc.



502P0225US00

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2001年 2月23日

出願番号

Application Number:

特願2001-049268

[ST.10/C]:

[JP2001-049268]

出願人

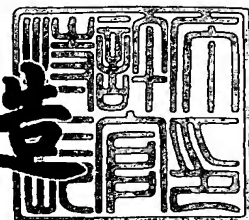
Applicant(s):

ソニー株式会社

2002年 1月29日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2002-3002284

【書類名】 特許願

【整理番号】 0000579606

【提出日】 平成13年 2月23日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H03M 7/32

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社  
内

【氏名】 阿久根 誠

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社  
内

【氏名】 小倉 康弘

【特許出願人】

【識別番号】 000002185

【氏名又は名称】 ソニー株式会社

【代理人】

【識別番号】 100067736

【弁理士】

【氏名又は名称】 小池 晃

【選任した代理人】

【識別番号】 100086335

【弁理士】

【氏名又は名称】 田村 榮一

【選任した代理人】

【識別番号】 100096677

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊賀 誠司

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 019530

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9707387

【プルーフの要否】 要



【書類名】 明細書

【発明の名称】 デジタル信号処理装置及び方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 サンプリング周波数が  $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの第 1 のデジタル信号を、サンプリング周波数が  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが 1 ビットの第 2 のデジタル信号に変換するデジタル信号処理装置において、

入力された前記第 1 のデジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析手段と、

前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて所定帯域の平均ノイズレベルを算出する第 1 のノイズレベル算出手段と、

可聴帯域外の高域信号であるディザ信号を発生するディザ発生手段と、

前記ディザ発生手段にて発生されたディザ信号のノイズレベルを算出する第 2 のノイズレベル算出手段と、

前記第 1 のノイズレベル算出手段にて算出された平均ノイズレベルに基づいて前記第 2 のノイズレベル算出手段にて算出されたノイズレベルを正規化する正規化手段と、

前記第 1 のデジタル信号を  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第 1 のオーバーサンプリング手段と、

前記第 1 のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号と前記正規化手段にてノイズレベルが正規化されたディザ信号とを加算する加算手段と、

前記加算手段の加算出力を  $n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第 2 のオーバーサンプリング手段と、

前記第 2 のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を 1 ビットデジタル信号に変換する  $\Delta\Sigma$  変調手段と

を備えてなることを特徴とするデジタル信号処理装置。

【請求項 2】 前記ディザ発生手段にて発生したディザ信号は、前記第 1 のオーバーサンプリング手段のサンプリング周波数と等しいサンプリング周波数でサ

ンプリングされていることを特徴とする請求項1記載のデジタル信号処理装置

【請求項3】 前記ディザ発生手段にて発生したディザ信号の語長は、前記第1のオーバーサンプリング手段でサンプリングされたマルチビットデジタル信号の語長と略等しい語長とすることを特徴とする請求項1記載のデジタル信号処理装置。

【請求項4】 前記正規化手段は、前記第1のノイズレベル算出手段にて算出された平均ノイズレベルに、前記第2のノイズレベル算出手段にて算出されたノイズレベルを等しくする等化係数を算出するゲイン算出手段と、前記ディザ発生手段からのディザ信号の周波数特性を制限するためのフィルタ係数を生成し、このフィルタ係数を用いて前記ディザ信号に周波数特性制限処理を施す周波数特性制限手段と、前記ゲイン算出手段からの前記等化係数を用いて前記周波数特性制限手段からのフィルタ出力のノイズレベルを調整するゲイン調整手段とを備えることを特徴とする請求項1記載のデジタル信号処理装置。

【請求項5】 前記正規化手段の前記周波数特性制限手段は、バンドパスフィルタ特性に基づいたフィルタ係数を生成し、このフィルタ係数を用いて前記ディザ信号に周波数特性制限処理を施すことを特徴とする請求項4記載のデジタル信号処理装置。

【請求項6】 前記正規化手段の前記周波数特性制限手段は、前記バンドパスフィルタ特性に基づいたフィルタ係数の他に、さらに、 $1/f$  ( $f$ は周波数)の傾斜を有する傾斜フィルタ特性に基づいた $1/f$ フィルタ係数を生成し、これらの二種類のフィルタ係数を用いてディザ信号に周波数特性制限処理を施すことを特徴とする請求項5記載のデジタル信号処理装置。

【請求項7】 前記正規化手段の前記周波数特性制限手段は、前記 $1/f$ フィルタ係数を用いて前記ディザ信号に第1の周波数特性制限処理を施してから、さらに前記バンドパスフィルタ特性に基づいたフィルタ係数を用いて前記周波数帯域制限処理出力に第2の周波数特性制限処理を施すことを特徴とする請求項6記載のデジタル信号処理装置。

【請求項8】 前記正規化手段の前記周波数特性制限手段は、前記 $1/f$ フィ

ルタ係数と前記バンドパスフィルタ特性に基づいたフィルタ係数とを合成した合成フィルタ係数を用いて前記ディザ信号に周波数特性制限処理を施すことを特徴とする請求項 6 記載のディジタル信号処理装置。

【請求項 9】 前記正規化手段の前記周波数特性制限手段は、バンドパスフィルタ特性と  $1/f$  フィルタ特性とを合成した合成フィルタ特性に基づいたフィルタ係数を算出し、このフィルタ係数を用いて前記ディザ信号に周波数特性制限処理を施すことを特徴とする請求項 4 記載のディジタル信号処理装置。

【請求項 10】 前記正規化手段の前記周波数特性制限手段は、前記バンドパスフィルタ特性を発生するバンドパスフィルタ特性発生手段と、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて前記第 1 のディジタル信号の周波数特性の傾きを算出する周波数特性傾き算出手段と、前記周波数特性傾き算出手段が算出した傾きに基づいたフィルタ特性を発生するフィルタ特性発生手段とを備え、バンドパスフィルタ特性と前記傾きに基づいたフィルタ特性とを合成したフィルタ特性から得たフィルタ係数を生成し、このフィルタ係数を用いて前記ディザ信号に周波数特性制限処理を施すことを特徴とする請求項 4 記載のディジタル信号処理装置。

【請求項 11】 サンプリング周波数が  $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの第 1 のディジタル信号を、サンプリング周波数が  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが 1 ビットの第 2 のディジタル信号に変換するためのディジタル信号処理方法において、

入力された前記第 1 のディジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析工程と、

前記周波数分析工程で得られた周波数分析結果に基づいて所定帯域の平均ノイズレベルを算出する第 1 のノイズレベル算出工程と、

可聴帯域外の高域信号であるディザ信号を発生するディザ発生手段にて発生されたディザ信号のノイズレベルを算出する第 2 のノイズレベル算出工程と、

前記第 1 のノイズレベル算出工程にて算出された平均ノイズレベルに基づいて前記第 2 のノイズレベル算出工程にて算出されたノイズレベルを正規化する正規化工程と、

前記第 1 のデジタル信号を  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第 1 のオーバーサンプリング工程と、

前記第 1 のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号と前記正規化工程にてノイズレベルが正規化されたディザ信号とを加算する加算工程と、

前記加算工程の加算出力を  $n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第 2 のオーバーサンプリング工程と、

前記第 2 のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を 1 ビットデジタル信号に変換する  $\Delta\Sigma$  変調工程と

を備えてなることを特徴とするデジタル信号処理方法。

【請求項 1 2】 サンプリング周波数が  $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの第 1 のデジタル信号を、サンプリング周波数が  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが 1 ビットの第 2 のデジタル信号に変換するデジタル信号処理装置において、

入力された前記第 1 のデジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析手段と、

前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて所定帯域の平均ノイズレベルを算出する第 1 のノイズレベル算出手段と、

前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて可聴帯域外の高域信号のスペクトルを発生するスペクトル発生手段と、

前記スペクトル発生手段で発生されたスペクトルのノイズレベルを算出する第 2 のノイズレベル算出手段と、

前記第 1 のノイズレベル算出手段にて算出された平均ノイズレベルに基づいて前記第 2 のノイズレベル算出手段にて算出されたスペクトルのノイズレベルを正規化し、かつそのスペクトルに基づいた時間波形信号を合成する正規化&波形合成手段と、

前記第 1 のデジタル信号を  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第 1 のオーバーサンプリング手段と、

前記第 1 のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチ

ビットデジタル信号と、前記正規化&波形合成手段にてノイズレベルが正規化され、かつ波形が合成された可聴帯域外の高域信号とを加算する加算手段と、

前記加算手段の加算出力を  $n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第2のオーバーサンプリング手段と、

前記第2のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を1ビットデジタル信号に変換する $\Delta\Sigma$ 変調手段と

を備えてなることを特徴とするデジタル信号処理装置。

【請求項13】 前記スペクトル発生手段は、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果から所定帯域のノイズレベルのスペクトルを算出するスペクトル算出手段と、前記周波数分析結果と前記スペクトル算出手段で算出されたスペクトルからノイズレベルの大きいスペクトルを選択するスペクトル選択手段と、前記スペクトル選択手段で選択されたノイズレベルの大きいスペクトルの倍音スペクトルを発生する倍音スペクトル発生手段と、前記倍音スペクトル発生手段で発生された倍音スペクトルに基づいてスペクトルを加算するスペクトル加算手段とを備えることを特徴とする請求項12記載のデジタル信号処理装置。

【請求項14】 前記正規化&波形合成手段は、前記第1のノイズレベル算出手段にて算出された平均ノイズレベルに、前記第2のノイズレベル算出手段にて算出されたノイズレベルを等しくする等化係数を算出するゲイン算出手段と、前記ゲイン算出手段で算出された前記等化係数を用いて前記スペクトル発生手段からの可聴帯域外の高域信号のスペクトルのノイズレベルを調整するゲイン調整手段と、前記ゲイン調整手段でノイズレベルが調整された前記スペクトルの時間波形信号を生成する波形合成手段とを備えることを特徴とする請求項12記載のデジタル信号処理装置。

【請求項15】 前記スペクトル発生手段は、他のチャンネルのスペクトル発生手段で発生された可聴帯域外の高域信号のスペクトルに制御可能な合成係数を掛け算する掛け算手段と、この掛け算手段の出力に前記スペクトル加算手段からのスペクトルを加算して少なくとも2チャンネル間の分離度を制御できるスペクトルを生成する他のスペクトル加算手段とをさらに備えることを特徴とする請求項13記載のデジタル信号処理装置。

【請求項 1 6】 前記正規化&波形合成手段は、 $1/f$ （ $f$ は周波数）の傾斜を有する傾斜フィルタ特性を発生する傾斜フィルタ特性発生手段と、前記スペクトル発生手段からのスペクトルに前記傾斜フィルタ特性を掛け算して掛け算出力を前記ゲイン調整手段に供給する掛け算手段とをさらに備えることを特徴とする請求項 1 4 記載のデジタル信号処理装置。

【請求項 1 7】 前記正規化&波形合成手段は、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果から前記第 1 のデジタル信号の所定帯域の周波数特性の傾きを算出する周波数特性傾き算出手段と、前記周波数特性傾き算出手段が算出した傾きに基づいた傾き特性を発生する傾き特性発生手段と、この傾き特性発生手段で発生された傾き特性を前記スペクトル発生手段からのスペクトルに掛け算して掛け算出力を前記ゲイン調整手段に供給する掛け算手段とをさらに備えることを特徴とする請求項 1 4 記載のデジタル信号処理装置。

【請求項 1 8】 前記正規化&波形合成手段は、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果から前記第 1 のデジタル信号の所定帯域の周波数特性の傾きを算出する周波数特性傾き算出手段と、前記周波数特性傾き算出手段が算出した傾きに基づいた傾き特性を発生する傾き特性発生手段と、平坦な周波数特性を発生する平坦特性発生手段と、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果を基に前記第 1 のデジタル信号の所定帯域のノイズレベルを算出するノイズレベル算出手段と、前記ノイズレベル算出手段で算出したノイズレベルに基づいて前記傾き特性発生手段からの傾き特性と前記平坦特性発生手段からの平坦特性とを切り替える特性切り替え手段と、前記特性切り替え手段で切り替えられた特性を前記スペクトル発生手段からのスペクトルに掛け算して掛け算出力を前記ゲイン調整手段に供給する掛け算手段とをさらに備えることを特徴とする請求項 1 4 記載のデジタル信号処理装置。

【請求項 1 9】 前記正規化&波形合成手段は、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果から前記第 1 のデジタル信号の所定帯域の周波数特性の傾きを算出する周波数特性傾き算出手段と、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果を基に前記第 1 のデジタル信号の所定帯域のノイズレベルを算出するノイズレベル算出手段と、前記ノイズレベル算出手段で算出されたノイズレベルに

基づいた傾き係数を発生する傾き係数発生手段と、前記周波数特性傾き算出手段で算出された周波数特性の傾きに前記傾き係数発生手段で発生された傾き係数を掛け算する第1の掛け算手段と、前記第1の掛け算手段の掛け算出力に基づいた傾き特性を発生する傾き特性発生手段と、前記傾き特性発生手段で発生された傾きを前記スペクトル発生手段からのスペクトルに掛け算して掛け算出力を前記ゲイン調整手段に供給する第2の掛け算手段とをさらに備えることを特徴とする請求項14記載のデジタル信号処理装置。

【請求項20】 サンプリング周波数が  $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの第1のデジタル信号を、サンプリング周波数が  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが1ビットの第2のデジタル信号に変換するためのデジタル信号処理方法において、

入力された前記第1のデジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析工程と、

前記周波数分析工程で得られた周波数分析結果に基づいて所定帯域の平均ノイズレベルを算出する第1のノイズレベル算出工程と、

前記周波数分析工程で得られた周波数分析結果に基づいて可聴帯域外の高域信号のスペクトルを発生するスペクトル発生工程と、

前記スペクトル発生工程で発生されたスペクトルのノイズレベルを算出する第2のノイズレベル算出工程と、

前記第1のノイズレベル算出工程にて算出された平均ノイズレベルに基づいて前記第2のノイズレベル算出工程にて算出されたスペクトルのノイズレベルを正規化し、かつそのスペクトルに基づいた時間波形信号を合成する正規化&波形合成工程と、

前記第1のデジタル信号を  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第1のオーバーサンプリング工程と、

前記第1のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号と、前記正規化&波形合成工程にてノイズレベルが正規化され、かつ波形が合成された可聴帯域外の高域信号とを加算する加算工程と、

前記加算工程の加算出力を  $n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリ

ング周波数でオーバーサンプリングする第2のオーバーサンプリング工程と、

前記第2のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を1ビットデジタル信号に変換する $\Delta\Sigma$ 変調工程とを備えてなることを特徴とするデジタル信号処理方法。

【請求項21】 サンプリング周波数が $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの第1のデジタル信号を、サンプリング周波数が $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが1ビットの第2のデジタル信号に変換するデジタル信号処理装置において、

入力された前記第1のデジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析手段と、

前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて可聴帯域外の高域の信号を生成する高域信号生成手段と、

前記第1のデジタル信号を $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第1のオーバーサンプリング手段と、

前記第1のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号と、前記高域信号生成手段で生成された高域信号を加算する加算手段と、

前記加算手段の加算出力を $n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第2のオーバーサンプリング手段と、

前記第2のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を1ビットデジタル信号に変換する $\Delta\Sigma$ 変調手段とを備えてなることを特徴とするデジタル信号処理装置。

【請求項22】 前記高域信号生成手段は、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果の所定帯域のスペクトルを複製し、この複製したスペクトルを複数ブロック用いて可聴帯域外の高域信号を形成するスペクトル部分を形成するスペクトル複製手段と、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果から周波数特性の傾きを算出する周波数特性傾き算出手段と、前記周波数特性傾き算出手段で算出された傾きから前記可聴帯域外の高域信号を形成するスペクトル部分に与えるゲインを算出するゲイン算出手段と、前記ゲイン算出手段で算出されたゲイン



に基づいて前記スペクトル複製手段が複製したスペクトルを複数ブロック用いて形成した可聴帯域外の高域信号のスペクトル部分のゲインを調整するゲイン調整手段と、ゲイン調整手段でゲインが調整された可聴帯域外の高域信号のスペクトル部分を周波数毎に加算するスペクトル加算手段と、前記スペクトル加算手段からの加算スペクトルから可聴帯域外の高域信号となる時間波形信号を生成する波形合成手段とを備えることを特徴とする請求項 2 1 記載のデジタル信号処理装置。

【請求項 2 3】 前記高域信号生成手段は、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて所定帯域の平均ノイズレベルを算出する第 1 のノイズレベル算出手段と、可聴帯域外の高域信号であるディザ信号を発生するディザ発生手段と、前記ディザ発生手段にて発生されたディザ信号のノイズレベルを算出する第 2 のノイズレベル算出手段と、前記第 1 のノイズレベル算出手段にて算出された平均ノイズレベルに基づいて前記第 2 のノイズレベル算出手段にて算出されたノイズレベルを正規化する正規化手段とを備えることを特徴とする請求項 2 1 記載のデジタル信号処理装置。

【請求項 2 4】 前記高域信号生成手段は、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて所定帯域の平均ノイズレベルを算出する第 1 のノイズレベル算出手段と、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて可聴帯域外の高域信号のスペクトルを発生するスペクトル発生手段と、前記スペクトル発生手段で発生されたスペクトルのノイズレベルを算出する第 2 のノイズレベル算出手段と、前記第 1 のノイズレベル算出手段にて算出された平均ノイズレベルに基づいて前記第 2 のノイズレベル算出手段にて算出されたスペクトルのノイズレベルを正規化し、かつそのスペクトルに基づいた時間波形信号を合成する正規化&波形合成手段とを備えることを特徴とする請求項 2 1 記載のデジタル信号処理装置。

【請求項 2 5】 サンプリング周波数が  $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの第 1 のデジタル信号を、サンプリング周波数が  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが 1 ビットの第 2 のデジタル信号に変換するためのデジタル信号処理方法において、

入力された前記第 1 のデジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析工程と、

前記周波数分析工程で得られた周波数分析結果に基づいて可聴帯域外の高域の信号を生成する高域信号生成工程と、

前記第 1 のデジタル信号を  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第 1 のオーバーサンプリング工程と、

前記第 1 のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号と、前記高域信号生成工程で生成された高域信号を加算する加算工程と、

前記加算工程の加算出力を  $n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第 2 のオーバーサンプリング工程と、

前記第 2 のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を 1 ビットデジタル信号に変換する  $\Delta \Sigma$  変調工程と

を備えてなることを特徴とするデジタル信号処理方法。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

##### 【発明の属する技術分野】

本発明は、サンプリング周波数が  $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの PCM のデジタル信号を、サンプリング周波数が  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが 1 ビットの高速 1 ビットデジタル信号に変換するデジタル信号処理装置及び方法に関する。

##### 【0002】

##### 【従来の技術】

$\Delta \Sigma$  変調された高速 1 ビット・オーディオ信号は、従来のデジタルオーディオに使われてきた PCM 信号のフォーマット（例えばサンプリング周波数 44.1 kHz、データ語長 16 ビット）に比べて、非常に高いサンプリング周波数と短いデータ語長（例えばサンプリング周波数が 44.1 kHz の 64 倍でデータ語長が 1 ビット）といった形をしており、広い伝送可能周波数帯域を特長にしている。また、 $\Delta \Sigma$  変調により 1 ビット信号であっても、64 倍というオーバーサン

プリング周波数に対して低域であるオーディオ帯域において、高いダイナミックレンジをも確保できる。この特徴を生かして高音質のレコーダーやデータ伝送に応用することができる。

## 【0003】

$\Delta\Sigma$ 変調装置自体はとりわけ新しい技術ではなく、回路構成がIC化に適している、また比較的簡単にAD変換の精度を得ることができることで従来からADコンバータの内部などではよく用いられている回路である。

## 【0004】

$\Delta\Sigma$ 変調にされた信号は、簡単なアナログローパスフィルタを通すことによって、アナログオーディオ信号に戻すことができる。

## 【0005】

## 【発明が解決しようとする課題】

ところで、例えば、量子化周波数が44.1KHzで量子化語長が16ビットのPCMの楽音信号を、量子化周波数が2822.4KHz ( $64 \times 44.1\text{KHz}$ )で量子化語長が1ビットの高速1ビット・オーディオ信号に変換する場合、今までは、PCMの周波数帯域の22.05KHzのみをオーバーサンプリングと $\Delta\Sigma$ 変調により高速1ビット・オーディオ信号に変換しているので、変換後も楽音信号の周波数帯域は22.05KHzであり、高速1ビット・オーディオ信号の周波数帯域約100KHzを使っていなかった。

## 【0006】

本発明は、前記実情に鑑みてなされたものであり、高速1ビット・オーディオ信号の十分な周波数帯域を使いこなし、高品質のオーディオ信号を得ることができるデジタル信号処理装置及び方法の提供を目的とする。

## 【0007】

## 【課題を解決するための手段】

本発明に係るデジタル信号処理装置は、前記課題を解決するために、サンプリング周波数が $f_s$  (Hz)で量子化ビットがマルチビットの第1のデジタル信号を、サンプリング周波数が $m$  ( $m \geq 2$ の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$ の正の整数)  $\times f_s$  (Hz)で量子化ビットが1ビットの第2のデジタル信号に変換する

デジタル信号処理装置において、入力された前記第1のデジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析手段と、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて所定帯域の平均ノイズレベルを算出する第1のノイズレベル算出手段と、可聴帯域外の高域信号であるディザ信号を発生するディザ発生手段と、前記ディザ発生手段にて発生されたディザ信号のノイズレベルを算出する第2のノイズレベル算出手段と、前記第1のノイズレベル算出手段にて算出された平均ノイズレベルに基づいて前記第2のノイズレベル算出手段にて算出されたノイズレベルを正規化する正規化手段と、前記第1のデジタル信号を $m$  ( $m \geq 2$ の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第1のオーバーサンプリング手段と、前記第1のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号と前記正規化手段にてノイズレベルが正規化されたディザ信号とを加算する加算手段と、前記加算手段の加算出力を $n$  ( $n \geq 2$ の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第2のオーバーサンプリング手段と、前記第2のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を1ビットデジタル信号に変換する $\Delta\Sigma$ 変調手段とを備えてなる。

## 【0008】

したがって、前記加算手段は、前記第1のオーバーサンプリング手段からのマルチビットデジタル信号に、ノイズレベルが正規化されたディザ信号を可聴帯域外の高域信号として滑らかにつなげた加算出力を前記第2のオーバーサンプリング手段に送る。

## 【0009】

本発明に係るデジタル信号処理方法は、前記課題を解決するために、サンプリング周波数が $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの第1のデジタル信号を、サンプリング周波数が $m$  ( $m \geq 2$ の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$ の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが1ビットの第2のデジタル信号に変換するためのデジタル信号処理方法において、入力された前記第1のデジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析工程と、前記周波数分析工程で得られた周波数分析結果に基づいて所定帯域の平均ノイズレベルを算出する第1のノイズレベ

ル算出工程と、可聴帯域外の高域信号であるディザ信号を発生するディザ発生手段にて発生されたディザ信号のノイズレベルを算出する第2のノイズレベル算出工程と、前記第1のノイズレベル算出工程にて算出された平均ノイズレベルに基づいて前記第2のノイズレベル算出工程にて算出されたノイズレベルを正規化する正規化工程と、前記第1のディジタル信号を $m$  ( $m \geq 2$ の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第1のオーバーサンプリング工程と、前記第1のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリングされたマルチビットディジタル信号と前記正規化工程にてノイズレベルが正規化されたディザ信号とを加算する加算工程と、前記加算工程の加算出力を $n$  ( $n \geq 2$ の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第2のオーバーサンプリング工程と、前記第2のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリングされたマルチビットディジタル信号を1ビットディジタル信号に変換する $\Delta\Sigma$ 変調工程とを備えてなる。

## 【0010】

したがって、前記加算工程は、前記第1のオーバーサンプリング工程からのマルチビットディジタル信号に、ノイズレベルが正規化された可聴帯域外の高域信号を滑らかにつなげた加算出力を前記第2のオーバーサンプリング工程に送る。

## 【0011】

本発明に係るディジタル信号処理装置は、前記課題を解決するために、サンプリング周波数が $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの第1のディジタル信号を、サンプリング周波数が $m$  ( $m \geq 2$ の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$ の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが1ビットの第2のディジタル信号に変換するディジタル信号処理装置において、入力された前記第1のディジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析手段と、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて所定帯域の平均ノイズレベルを算出する第1のノイズレベル算出手段と、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて可聴帯域外の高域信号のスペクトルを発生するスペクトル発生手段と、前記スペクトル発生手段で発生されたスペクトルのノイズレベルを算出する第2のノイズレベル算出手段と、前記第1のノイズレベル算出手段にて算出された平均ノイズレベルに基づ

いて前記第2のノイズレベル算出手段にて算出されたスペクトルのノイズレベルを正規化し、かつそのスペクトルに基づいた時間波形信号を合成する正規化&波形合成手段と、前記第1のデジタル信号を $m$  ( $m \geq 2$ の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第1のオーバーサンプリング手段と、前記第1のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号と、前記正規化&波形合成手段にてノイズレベルが正規化され、かつ波形が合成された可聴帯域外の高域信号とを加算する加算手段と、前記加算手段の加算出力を $n$  ( $n \geq 2$ の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第2のオーバーサンプリング手段と、前記第2のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を1ビットデジタル信号に変換する $\Delta\Sigma$ 変調手段とを備えてなる。

#### 【0012】

本発明に係るデジタル信号処理方法は、前記課題を解決するために、サンプリング周波数が $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの第1のデジタル信号を、サンプリング周波数が $m$  ( $m \geq 2$ の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$ の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが1ビットの第2のデジタル信号に変換するためのデジタル信号処理方法において、入力された前記第1のデジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析工程と、前記周波数分析工程で得られた周波数分析結果に基づいて所定帯域の平均ノイズレベルを算出する第1のノイズレベル算出工程と、前記周波数分析工程で得られた周波数分析結果に基づいて可聴帯域外の高域信号のスペクトルを発生するスペクトル発生工程と、前記スペクトル発生工程で発生されたスペクトルのノイズレベルを算出する第2のノイズレベル算出工程と、前記第1のノイズレベル算出工程にて算出された平均ノイズレベルに基づいて前記第2のノイズレベル算出工程にて算出されたスペクトルのノイズレベルを正規化し、かつそのスペクトルに基づいた時間波形信号を合成する正規化&波形合成工程と、前記第1のデジタル信号を $m$  ( $m \geq 2$ の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第1のオーバーサンプリング工程と、前記第1のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリ

ングされたマルチビットデジタル信号と、前記正規化&波形合成工程にてノイズレベルが正規化され、かつ波形が合成された可聴帯域外の高域信号とを加算する加算工程と、前記加算工程の加算出力を  $n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第2のオーバーサンプリング工程と、前記第2のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を1ビットデジタル信号に変換する $\Delta\Sigma$ 変調工程とを備えてなる。

## 【0013】

本発明に係るデジタル信号処理装置は、前記課題を解決するために、サンプリング周波数が  $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの第1のデジタル信号を、サンプリング周波数が  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが1ビットの第2のデジタル信号に変換するデジタル信号処理装置において、入力された前記第1のデジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析手段と、前記周波数分析手段で得られた周波数分析結果に基づいて可聴帯域外の高域の信号を生成する高域信号生成手段と、前記第1のデジタル信号を  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第1のオーバーサンプリング手段と、前記第1のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号と、前記高域信号生成手段で生成された高域信号を加算する加算手段と、前記加算手段の加算出力を  $n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第2のオーバーサンプリング手段と、前記第2のオーバーサンプリング手段にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を1ビットデジタル信号に変換する $\Delta\Sigma$ 変調手段とを備えてなる。

## 【0014】

本発明に係るデジタル信号処理方法は、前記課題を解決するために、サンプリング周波数が  $f_s$  (Hz) で量子化ビットがマルチビットの第1のデジタル信号を、サンプリング周波数が  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) で量子化ビットが1ビットの第2のデジタル信号に変換する

ためのデジタル信号処理方法において、入力された前記第 1 のデジタル信号に周波数分析処理を施す周波数分析工程と、前記周波数分析工程で得られた周波数分析結果に基づいて可聴帯域外の高域の信号を生成する高域信号生成工程と、前記第 1 のデジタル信号を  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第 1 のオーバーサンプリング工程と、前記第 1 のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号と、前記高域信号生成工程で生成された高域信号を加算する加算工程と、前記加算工程の加算出力を  $n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする第 2 のオーバーサンプリング工程と、前記第 2 のオーバーサンプリング工程にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を 1 ビットデジタル信号に変換する  $\Delta\Sigma$  変調工程とを備えてなる。

【0015】

【発明の実施の形態】

以下、本発明に係るデジタル信号処理装置及び方法の実施の形態について図面を参照しながら説明する。

【0016】

先ず、第 1 の実施の形態について説明する。この第 1 の実施の形態は、図 1 に示すような高速 1 ビット・オーディオ信号生成システム 1 に含まれる、デジタルオーディオ信号処理装置 2 である。このデジタルオーディオ信号処理装置 2 には、選択装置 3 にて選択された、コンパクトディスク (CD) 4 やデジタルオーディオテープ (DAT) 5 から再生された PCM 信号、又はデジタルオーディオミキサー 7 などからの PCM 信号の何れかが入力される。そして、このデジタルオーディオ信号処理装置 2 により、前記 PCM 信号を高速 1 ビット・オーディオ信号に変換し、スーパーオーディオ CD (SACD: ソニー (株) 商品名) 8 に記録したり、レコーダ 9 等に供給したりする。ここで、デジタルオーディオミキサー 7 はマルチトラックレコーダ 6 により記録されたデジタルオーディオ信号をミキシングした PCM 信号を出力する。

【0017】



したがって、図 1 に示した高速 1 ビット・オーディオ信号生成システム 1 は、コンパクトディスク (CD) 4 やデジタルオーディオテープ (DAT) 5 から再生された PCM 信号、又はデジタルオーディオミキサー 7 の PCM 信号から高速 1 ビット・オーディオ信号を生成し、光ディスク等の媒体に記録したり、レコーダに伝送することができる。

## 【 0 0 1 8 】

デジタルオーディオ信号処理装置 2 の構成を図 2 に示す。このデジタルオーディオ信号処理装置 2 は、入力端子 1 1 から入力された、量子化周波数 4 4.1 k H z、量子化語長 1 6 b i t の PCM 楽音信号 (PCM 信号) に周波数分析処理を施す周波数分析部 1 2 と、周波数分析部 1 2 の周波数分析結果から所定帯域の平均ノイズレベルを算出するパワー算出部 1 3 とを備える。

## 【 0 0 1 9 】

また、デジタル信号処理装置 2 は、可聴帯域外の高域信号であるディザ信号を発生するディザ発生部 1 4 と、ディザ発生部 1 4 にて発生したディザ信号の前記所定帯域の平均ノイズレベルを算出するパワー算出部 1 5 と、パワー算出部 1 5 にて算出された平均ノイズレベルを正規化するための正規化部 1 6 とを備える。

## 【 0 0 2 0 】

また、デジタルオーディオ信号処理装置 2 は、前記 PCM 信号を  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (H z) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングするオーバーサンプリング処理部 2 1 と、オーバーサンプリング処理部 2 1 にてオーバーサンプリングされた PCM 信号と正規化部 1 6 で正規化されたディザ信号を加算する加算器 2 2 と、加算器 2 2 の加算出力を  $n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (H z) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングするオーバーサンプリング処理部 2 3 と、オーバーサンプリング処理部 2 3 にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を 1 ビットデジタル信号に変換し、出力端子 2 5 から外部に導出する  $\Delta \Sigma$  変調部 2 4 とを備える。

## 【 0 0 2 1 】

周波数分析部 1 1 は、入力端子 1 1 から入力された PCM 信号に、例えば高速

フーリエ変換 (fast Fourier transformation: FFT) を用いて DC ~ 22.05 KHz の範囲で周波数分析処理を施し、その周波数分析結果をパワー算出部 13 に供給する。

## 【 0 0 2 2 】

パワー算出部 13 は、周波数分析部 12 より供給された周波数分析結果から、例えば 18 KHz ~ 20 KHz の範囲の平均パワーを算出する。このパワー算出部 13 で計算された平均パワーは正規化部 16 に送られる。

## 【 0 0 2 3 】

ディザ発生部 14 は、可聴帯域外の高域信号となる、ディザ信号を発生させる。このとき、ディザ信号の発生間隔を、後述するオーバーサンプリング処理部 12 でのオーバーサンプリング処理後の信号周期と等しくする。オーバーサンプリング処理部 12 で、例えば、2 (=m) 倍オーバーサンプリングをする場合は、 $2fs = 88.2 \text{ KHz}$  に基づいた発生周期となる。また、ディザ信号の語長を、後述する加算器 22 で前記オーバーサンプリング処理出力に正規化部 16 の正規化結果を加算するのに十分な長さとする。オーバーサンプリング処理部 21 で使用されるデジタルフィルタの係数の語長を例えば 16 ビットとすると、入力端子 11 には 16 ビットの PCM 信号が供給されているので、オーバーサンプリング後の語長が 31 ビットとなり、前記ディザ信号の語長は 31 ビット必要となる。

## 【 0 0 2 4 】

パワー算出部 15 は、ディザ発生部 14 にて発生されたディザ信号のパワーを算出する。このパワー算出部 15 で計算されたパワーは正規化部 16 に送られる。

## 【 0 0 2 5 】

正規化部 16 は、パワー算出部 13 にて算出された PCM 信号の 18 kHz から 20 kHz までの範囲の平均パワーに基づいてパワー算出部 15 にて算出されたディザ信号のパワーを正規化し、正規化出力を加算器 22 に供給する。

## 【 0 0 2 6 】

オーバーサンプリング処理部 21 は、入力端子 11 から入力された量子化周波

数 4 4 . 1 k H z、量子化語長 1 6 b i t の P C M 信号を、 $2 \times 4 4 . 1 \text{ kHz}$  のサンプリング周波数でオーバーサンプリングし、オーバーサンプリング処理出力を加算器 2 2 に供給する。

## 【 0 0 2 7 】

加算器 2 2 は、正規化部 1 6 からの正規化出力とオーバーサンプリング処理部 2 1 からのオーバーサンプリング出力とを加算し、その加算出力をオーバーサンプリング処理部 2 3 に送る。

## 【 0 0 2 8 】

オーバーサンプリング処理部 2 3 は、前記加算出力を  $3 2 \times 4 4 . 1 \text{ kHz}$  のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする。よって、このオーバーサンプリング処理部 2 3 からのオーバーサンプリング出力は、前記量子化周波数 4 4 . 1 k H z、量子化語長 1 6 b i t の P C M 信号の 6 4 倍オーバーサンプリング出力となる。

## 【 0 0 2 9 】

この 6 4 倍オーバーサンプリング出力は、 $\Delta \Sigma$  変調部 2 4 に送られ、後述するデルタシグマ変調処理が施されて 1 ビットオーディオ信号となり、出力端子 2 5 に供給される。

## 【 0 0 3 0 】

第 1 の実施の形態のデジタルオーディオ信号処理装置 2 は、正規化部 1 6 の構成を異ならせることにより、いくつかの実施例に分けることができる。以下にいくつかの実施例について説明する。

## 【 0 0 3 1 】

先ず、第 1 の実施の形態の第 1 実施例（以下、実施例 1 - 1 と記す）となる、デジタルオーディオ信号処理装置 2<sub>1</sub> について図 3 ～図 9 を用いて説明する。この実施例 1 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置 2<sub>1</sub> の正規化部 1 6<sub>1</sub> は、ゲイン算出部 3 1 と、バンドパス（B P）フィルタ特性発生部 3 2 と、フィルタ係数算出部 3 3 と、フィルタ処理部 3 4 と、ゲイン調整部 3 5 とを備えている。

## 【 0 0 3 2 】

バンドパス（BP）フィルタ特性発生部 3 2 は、オーバーサンプリング処理部 2 1 で例えば 2 倍オーバーサンプリング処理を行ったときに、図 4 に示すように、2 0 k H z 過ぎから 4 0 k H z 手前までを 0 d B で通過させるフィルタ特性を発生する。

## 【 0 0 3 3 】

フィルタ係数算出部 3 3 は、BP フィルタ特性発生部 3 2 で発生されたフィルタ特性を、フィルタ処理部 3 4 で使うフィルタ係数に変換する。

## 【 0 0 3 4 】

フィルタ処理部 3 4 は、ディザ発生部 1 4 からのディザ信号を、フィルタ係数算出部 3 3 で算出された前記フィルタ係数に基づいてフィルタ処理し、フィルタ処理出力をゲイン調整部 3 5 に供給する。

## 【 0 0 3 5 】

ゲイン算出部 3 1 は、パワー算出部 1 3 で算出された PCM 信号の 1 8 K H z ～ 2 0 K H z の範囲の平均パワーに対してパワー算出部 1 5 で算出されたディザ信号のパワーを等しくする係数を算出する。このゲイン算出部 3 1 で算出された係数は、ゲイン調整部 3 5 に送られる。

## 【 0 0 3 6 】

ゲイン調整部 3 5 は、フィルタ処理部 3 4 のフィルタ処理出力であるディザ信号のパワーを、前記ゲイン算出部 3 1 からの係数を用いて前記 PCM 信号の 1 8 K H z ～ 2 0 K H z までの範囲の平均パワーと等しくし、加算器 2 2 に送る。

## 【 0 0 3 7 】

そして、加算器 2 2 は、正規化部 1 6<sub>1</sub> のゲイン調整部 3 5 でパワーがゲイン調整されたディザ信号と、オーバーサンプリング処理部 2 1 で 2 倍オーバーサンプリング処理された PCM 信号とを加算する。これにより、スペクトル上で見ると、図 5 に示すように周波数スペクトルが滑らかにつながるようになる。

## 【 0 0 3 8 】

すなわち、ディザ発生部 1 4 のディザ信号にフィルタ処理部 3 4 でフィルタ処理を施して得られたフィルタ処理出力 3 7 に、ゲイン調整部 3 5 でパワー調整した後のディザ信号 3 8 は、前記入力端子 1 1 から入力された PCM 信号に周波数

分析部 12 で周波数分析処理を施した結果 36 に滑らかにつながる。

#### 【0039】

そして、図 5 に周波数特性を示した加算器 22 の加算出力は、オーバーサンプリング処理部 23 により、 $32 \times 44$ 、1 KHz のサンプリング周波数でオーバーサンプリングされる。これにより  $\Delta \Sigma$  変調部 24 には、前記図 5 に示した周波数特性で、サンプリング周波数が  $44$ 、1 KHz の PCM 信号の 64 倍オーバーサンプリング出力が供給される。

#### 【0040】

$\Delta \Sigma$  変調部 24 は、図 6 に示すような基本的な構成を採る。すなわち、積分器 42 と、一つの 1 ビット量子化器 43 とその量子化出力のフィードバック系との組み合わせで構成されている。詳細には、入力信号 G が正入力端子に供給され、後述する帰還出力が負入力端子に供給される加算器 41 と、加算器 41 の加算出力に積分処理を施す積分器 42 と、この積分器 42 の積分出力を 1 サンプル周期毎に 1 ビットデジタル信号に量子化する 1 ビット量子化器 43 とを備える。1 ビット量子化器 43 の量子化出力 H は、加算器 41 に負符号とされて帰還され、入力信号 G に加算（結果的に減算）される。また、1 ビット量子化器 43 からは 1 ビットデジタル信号 H が量子化出力として外部に導出される。積分器 42 は加算器 42a と、遅延器 42b を備える。

#### 【0041】

ここで、1 ビット量子化器 43 は、時間に対して不変で常に 0 である閾値（スレッシュホールド）を参照して入力信号 G に量子化処理を施して 1 ビット出力信号 H を生成している。すなわち、この 1 ビット量子化器 43 は、入力信号 G に対して 0 を境に、0 以上と 0 未満で 2 値のレベルを判定し、量子化処理を施している。

#### 【0042】

図 7 には、図 6 に示した  $\Delta \Sigma$  変調装置を含む、積分器を複数備えた  $\Delta \Sigma$  変調装置 80 の構成を示す。この図 7 において前記図 6 の  $\Delta \Sigma$  変調装置を構成した加算器 41、積分器 42 及び 1 ビット量子化器 43 は、加算器 75 と、積分器 76 及び 1 ビット量子化器 78 に符号を代えている。また、1 ビット量子化器 78 から

の負帰還経路にはビット長変換器 7 9 を配している。

【 0 0 4 3 】

この図 7 に示す  $\Delta \Sigma$  変調装置 8 0 は、5 個の積分器 6 3, 6 6, 6 9, 7 3 及び 7 6 を備えた 5 次の  $\Delta \Sigma$  変調装置である。また、この 5 次の  $\Delta \Sigma$  変調装置は、5 個目の積分器 7 6 の出力を減衰してから再量子化して前の積分器 7 3 の入力に帰還する局部帰還ループ部 8 1 を備える。局部帰還ループ部 8 1 は、局部帰還減衰器 7 7 と、ノイズシェーパ 8 2 とを備える。

【 0 0 4 4 】

また、この  $\Delta \Sigma$  変調装置 8 0 は、前記 5 個の積分器 6 3, 6 6, 6 9, 7 3 及び 7 6 の前で、各積分器に多ビットのデジタル信号を加算する加算器 6 2, 6 5, 6 8, 7 2 及び 7 5 と、前記 5 個の積分器の内の 1 番目～4 番目の積分器 6 3, 6 6, 6 9 及び 7 3 の後ろに接続される 4 個の減衰器 6 4, 6 7, 7 1 及び 7 4 と、5 番目の積分器 7 6 の後ろに接続される、前記 1 ビット量子化器 3 と同様の 1 ビット量子化器 7 8 と、この 1 ビット量子化器 7 8 からの 1 ビットデジタル信号のビット長を多ビットに変換し、5 個の積分器 6 3, 6 6, 6 9, 7 3 及び 7 6 の入力となるように加算器 6 2, 6 5, 6 8, 7 2 及び 7 5 に供給するビット長変換器 7 9 とを備える。

【 0 0 4 5 】

1 番目の積分器 6 3 は、入力端子 6 1 及び加算器 6 2 を介して供給された入力信号を積分する。このため、図 6 に示した加算器 4 2 a と同様の加算器からの出力を、遅延器 4 2 b と同様の遅延器で遅延し、前記加算器に戻す構成をとる。2 番目～5 番目の積分器 6 6, 6 9, 7 3 及び 7 6 も同様である。

【 0 0 4 6 】

5 番目の積分器 7 6 からの積分出力は 1 ビット量子化器 7 8 及び局部帰還ループ部 8 1 の局部帰還減衰器 7 7 に供給される。

【 0 0 4 7 】

1 ビット量子化器 7 8 は、量子化処理にて参照する閾値レベルを時間軸に対して固定とした量子化器である。1 ビット出力信号は、出力端子 8 3 から導出されると共に、ビット長変換器 7 9 に供給される。

## 【0048】

ビット長変換器79は、前記1ビット量子化器78からの1ビット信号を多ビットのデジタル信号に変換し、加算器62、65、68、72及び75に負符号を付して帰還する。したがって、各加算器62、65、68、72及び75は、入力端子61及び前段の各積分器63、66、69、73から減衰器64、67、71、74を介して供給される信号からビット長変換器78の出力信号を減算する。

## 【0049】

減衰器64、67、71及び74は、係数 $K_1$ 、 $K_2$ 、 $K_3$ 及び $K_4$ を用いて、積分器63、66、69及び73の各積分出力を減衰し、加算器65、68、72及び75に供給する。

## 【0050】

局部帰還ループ部81の局部帰還減衰器77は、5番目の積分器76からの積分出力を係数 $K_f$ を用いて減衰し、ノイズシェーパ82に供給する。

## 【0051】

ノイズシェーパ82は、図示しないが、加算器と遅延器とマルチビット量子化器とを備えてなり、局部帰還減衰器77からの減衰出力をデータ語長の切り捨てを発生させることなく再量子化する。具体的には、再量子化誤差を可聴帯域外へシフトする。

## 【0052】

したがって、この $\Delta\Sigma$ 変調装置80は、局部帰還ループを備えるので、高音質の1ビットオーディオ信号を出力することができる。この高音質の1ビットオーディオ信号は出力端子25を介してデジタルオーディオ信号処理装置21の出力とされる。

## 【0053】

以上説明した実施例1-1のデジタルオーディオ信号処理装置21は、可聴帯域外の高域の信号をディザ発生部14によって発生させ、正規化部161のBPFフィルタ特性発生部32で帯域制限し、かつPCM信号のパワーでそのパワーを正規化してから、オーバーサンプリングしたPCM信号に、図5に示すように

滑らかにつながるように加算し、その加算出力をさらにオーバーサンプリングした後、 $\Delta\Sigma$ 変調して1ビットオーディオ信号を生成している。この1ビットオーディオ信号には、PCM信号の周波数帯域を越える信号が付加されているので、聴覚的な音像の奥行き感が前後に広がるような自然な感じを出すことができる。

#### 【0054】

この実施例1-1のデジタルオーディオ信号処理装置2<sub>1</sub>において、オーバーサンプリング処理部21では2倍オーバーサンプリング処理を、オーバーサンプリング処理部23では、32倍オーバーサンプリング処理を行ったが、オーバーサンプリング処理部21では4倍オーバーサンプリング処理を、オーバーサンプリング処理部23では、16倍オーバーサンプリング処理を行ってもよい。

#### 【0055】

その時のBPフィルタ特性発生部32でのBPフィルタ特性を図8に示す。また、 $\Delta\Sigma$ 変調器24への入力信号を図9に示す。すなわち、BPフィルタ特性発生部32は、オーバーサンプリング処理部21が4倍オーバーサンプリング処理を行うので、図8に示すように、20kHz過ぎから80kHz手前までを0dBで通過させるためのフィルタ特性を発生する。そして、フィルタ係数算出部33は、BPフィルタ特性発生部32で発生された前記フィルタ特性を、フィルタ処理部34で使うフィルタ係数に変換する。

#### 【0056】

このフィルタ係数に基づいて、フィルタ処理部34は、ディザ発生部14からのディザ信号にフィルタ処理を施し、フィルタ処理出力をゲイン調整部35に供給する。

#### 【0057】

ゲイン調整部35は、フィルタ処理部34のフィルタ処理出力であるディザ信号のパワーを、前記ゲイン算出部31からの係数を用いて前記PCM信号の18kHz～20kHzまでの範囲の平均パワーと等しくし、加算器22に送る。

#### 【0058】

加算器22は、ゲイン調整部35でゲイン調整されたディザ信号と、オーバー



サンプリング処理部 2 1 で 4 倍オーバーサンプリング処理された P C M 信号とを  
加算する。これにより、スペクトル上で見ると、図 9 に示すように周波数スペク  
トルが滑らかにつながるようになる。すなわち、ディザ発生部 1 4 のディザ信号  
にフィルタ処理部 3 4 でフィルタ処理を施して得られたフィルタ処理出力 4 6 に  
ゲイン調整部 3 5 でパワー調整した後のディザ信号 4 7 は、前記入力端子 1 1 か  
ら入力された P C M 信号に周波数分析部 1 2 で周波数分析処理を施した結果 4 5  
に滑らかにつながっている。

## 【 0 0 5 9 】

そして、図 9 に周波数特性を示した加算器 2 2 の加算出力は、オーバーサンブ  
リング処理部 2 3 により、 $16 \times 44.1 \text{ KHz}$  のサンプリング周波数でオーバ  
ーサンプリングされる。これにより  $\Delta \Sigma$  変調部 2 4 には、前記図 9 に示した周波  
数特性で、サンプリング周波数が  $44.1 \text{ KHz}$  の P C M 信号の 6 4 倍オーバー  
サンプリング出力が供給される。

## 【 0 0 6 0 】

このようにオーバーサンプリング処理部 2 1 で 4 倍オーバーサンプリング処理  
を、オーバーサンプリング処理部 2 3 で 1 6 倍オーバーサンプリング処理を行っ  
た場合、加算器 2 2 は、オーバーサンプリングした P C M 信号に、図 9 に示した  
ような  $80 \text{ kHz}$  に及ぶパワー調整した後のディザ信号 4 7 を付加することにな  
る。よってその加算出力をさらにオーバーサンプリングした後に、 $\Delta \Sigma$  変調した  
1 ビットオーディオ信号には、P C M 信号の周波数帯域をはるかに越える信号が  
付加されているので、聴覚的な音像の奥行き感が前後に広がるような自然な感じ  
を出すことができる。

## 【 0 0 6 1 】

次に、第 1 の実施の形態の第 2 実施例（以下、実施例 1 - 2 と記す）となる、  
デジタルオーディオ信号処理装置 2 2 について図 1 0 ～図 1 5 を用いて説明す  
る。まず、構成について前記実施例 1 - 1 と異なる点を中心に説明する。この実  
施例 1 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置 2 2 の正規化部 1 6 2 は、図 3  
の正規化部 1 6 1 を構成したゲイン算出部 3 1 とバンドパス（B P）フィルタ特  
性発生部 3 2 とフィルタ係数算出部 3 3 とフィルタ処理部 3 4 とゲイン調整部 3

5の他に、さらに $1/f$ フィルタ特性発生部51と、フィルタ係数算出部52と、フィルタ処理部53とを備えている。

【0062】

次に、実施例1-2のデジタルオーディオ信号処理装置2<sub>2</sub>の正規化部16<sub>2</sub>の動作について説明する。 $1/f$ フィルタ特性発生部51は、図11に示すように、周波数が高くなるほど振幅[GAIN]が小さくなり、かつ20kHz付近で振幅がフィルタ処理の前後で等しくなるようなフィルタ特性を発生する。

【0063】

フィルタ係数算出部52は、 $1/f$ フィルタ特性発生部51で発生されたフィルタ特性を、フィルタ処理部53で使う $1/f$ フィルタ係数に変換する。

【0064】

フィルタ処理部53は、ディザ発生部14からのディザ信号を、フィルタ係数算出部52で算出された前記 $1/f$ フィルタ係数に基づいてフィルタ処理し、フィルタ処理出力をフィルタ処理部34に供給する。

【0065】

よって、フィルタ処理部34は、フィルタ処理部53にて前記 $1/f$ フィルタ係数に基づいてフィルタ処理されたディザ信号に、フィルタ係数算出部33にて算出されたBPF用フィルタ係数を用いたフィルタ処理を施し、図12に示すようなBPFフィルタ出力を生成し、ゲイン調整部35に供給する。

【0066】

ゲイン調整部35は、フィルタ処理部34のフィルタ処理出力(図11)であるディザ信号のパワーを、前記ゲイン算出部31からの係数を用いて前記PCM信号の18kHz~20kHzまでの範囲の平均パワーと等しくし、加算器22に送る。

【0067】

加算器22は、ゲイン調整部35でゲイン調整されたディザ信号と、オーバーサンプリング処理部21で2倍オーバーサンプリング処理されたPCM信号とを加算する。これにより、スペクトル上で見ると、図13に示すように周波数スペクトルが滑らかにつながるようになる。

## 【 0 0 6 8 】

すなわち、ディザ発生部 1 4 のディザ信号にフィルタ処理部 3 4 でフィルタ処理を施して得られたフィルタ処理出力 5 7 にゲイン調整部 3 5 でパワー調整した後のディザ信号 5 8 は、前記入力端子 1 1 から入力された P C M 信号に周波数分析部 1 2 で周波数分析処理を施した結果 5 6 に滑らかにつながる。

## 【 0 0 6 9 】

そして、図 1 3 に周波数特性を示した加算器 2 2 の加算出力は、オーバーサンプリング処理部 2 3 により、 $32 \times 44.1 \text{ KHz}$  のサンプリング周波数でオーバーサンプリングされる。これにより  $\Delta \Sigma$  変調部 2 4 には、前記図 1 3 に示した周波数特性で、サンプリング周波数が  $44.1 \text{ KHz}$  の P C M 信号の 64 倍オーバーサンプリング出力が供給される。

## 【 0 0 7 0 】

$\Delta \Sigma$  変調部 2 4 は、前記図 6 に示す基本的な構成を採る。実際には、図 7 に示すような 5 次の構成であり、高音質の 1 ビットオーディオ信号を出力することができる。この高音質の 1 ビットオーディオ信号は出力端子 2 5 を介してデジタルオーディオ信号処理装置 2 2 の出力とされる。

## 【 0 0 7 1 】

以上説明した実施例 1 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置 2 2 は、可聴帯域外の高域の信号をディザ発生部 1 4 によって発生させ、正規化部 1 6 2 の B P フィルタ特性発生部 3 2 と  $1/f$  フィルタ特性発生部で発生したそれぞれの特性に基づいて周波数特性を制限してからパワーを正規化し、オーバーサンプリングした P C M 信号に、図 1 3 に示すように滑らかにつながるように加算し、その加算出力をさらにオーバーサンプリングした後に、 $\Delta \Sigma$  変調して 1 ビットオーディオ信号を生成している。この 1 ビットオーディオ信号には、P C M 信号の周波数帯域を越え、かつ傾きが  $1/f$  に調整された信号が付加されているので、聴覚的な音像の奥行き感が前後に広がるような自然な感じを出すことができる。

## 【 0 0 7 2 】

ところで、この正規化部 1 6 2 では、回路規模が大きくなり、演算処理時間もかかるフィルタ処理部を二つ（フィルタ処理部 5 3 及び 3 4）も用いているが、

図14に示すように、一つのフィルタ処理部34のみにすることも可能である。

【0073】

すなわち、フィルタ係数算出部52とフィルタ係数算出部33のフィルタ係数算出結果をフィルタ係数合成部91にて合成してから、フィルタ処理部34に供給する。これにより回路規模を小さくすることができるし、演算処理時間を短縮することができる。

【0074】

この図14の構成を採った場合の正規化部16<sub>2</sub>の要部の動作は、以下の通りである。フィルタ係数合成部91は、フィルタ係数算出部52で算出された前記1/fフィルタ係数とフィルタ係数算出部33で算出された前記BPF用フィルタ係数とを合成する。フィルタ処理部34は、ディザ発生部14からのディザ信号に、フィルタ係数合成部91からの合成フィルタ係数を用いたフィルタ処理を施す。そして、フィルタ処理出力をゲイン調整部35に供給する。

【0075】

また、正規化部16<sub>2</sub>では、図15に示すように、1/fフィルタ特性発生部51のフィルタ特性と、BPFフィルタ特性発生部32のフィルタ特性をフィルタ特性合成部92で合成し、その合成フィルタ特性に従ったフィルタ係数をフィルタ係数算出部33で計算するようにして、フィルタ処理部を一つ（フィルタ処理部34）にすることもできる。

【0076】

この図15の構成を採った場合の正規化部16<sub>2</sub>の要部の動作は、以下の通りである。フィルタ特性合成部92は、1/fフィルタ特性発生部51のフィルタ特性と、BPFフィルタ特性発生部32のフィルタ特性を合成し、合成フィルタ特性をフィルタ係数算出部33に供給する。

【0077】

フィルタ係数算出部33は、前記合成フィルタ特性を、フィルタ処理部34で使うフィルタ係数に変換する。フィルタ処理部34は、ディザ発生部14からのディザ信号に、フィルタ係数算出部33で算出したフィルタ係数を用いたフィルタ処理を施す。そして、フィルタ処理出力をゲイン調整部35に供給する。

## 【 0 0 7 8 】

次に、第 1 の実施の形態の第 3 実施例（以下、実施例 1 - 3 と記す）となる、デジタルオーディオ信号処理装置 2<sub>3</sub> について図 1 6 ~ 図 2 0 を用いて説明する。まず、構成について前記実施例 1 - 1 又は 1 - 2 と異なる点を中心に説明する。この実施例 1 - 3 のデジタルオーディオ信号処理装置 2<sub>3</sub> の正規化部 1 6<sub>3</sub> は、図 1 0 に示した正規化部 1 6<sub>2</sub> を変形した図 1 5 に示す要部の構成にある、 $1/f$  フィルタ特性発生部 5 1 を F 特傾き算出部 9 3 とフィルタ特性発生部 9 4 に置き換えたものである。

## 【 0 0 7 9 】

すなわち、このデジタルオーディオ信号処理装置 2<sub>3</sub> の正規化部 1 6<sub>3</sub> は、図 3 の正規化部 1 6<sub>1</sub> を構成したゲイン算出部 3 1 とバンドパス（B P）フィルタ特性発生部 3 2 とフィルタ係数算出部 3 3 とフィルタ処理部 3 4 とゲイン調整部 3 5 の他に、さらに F 特傾き算出部 9 3 と、フィルタ特性発生部 9 4 と、フィルタ特性合成部 9 2 とを備えている。

## 【 0 0 8 0 】

次に、実施例 1 - 3 のデジタルオーディオ信号処理装置 2<sub>3</sub> の正規化部 1 6<sub>3</sub> の動作について説明する。F 特傾き算出部 9 3 は、周波数分析部 1 2 での周波数分析により得られた前記 P C M 信号の周波数分析結果の、図 1 7 に示す例えば 1 0 k H z から 2 0 k H z までの周波数特性 1 0 1 の傾き 1 0 2 を算出する。

## 【 0 0 8 1 】

フィルタ特性発生部 9 4 は、前記周波数特性 1 0 1 の傾き 1 0 2 から図 1 8 に示すような、周波数が高くなるほど振幅が下がるフィルタ特性を発生させ、フィルタ特性合成部 9 2 に供給する。

## 【 0 0 8 2 】

フィルタ特性合成部 9 2 は、前記フィルタ特性発生部 9 4 で発生された図 1 8 に示すフィルタ特性と、B P F フィルタ特性発生部 3 2 で発生された前記図 4 に示すフィルタ特性とを合成して合成フィルタ特性をフィルタ係数算出部 3 3 に供給する。

## 【 0 0 8 3 】

フィルタ係数算出部 3 3 は、前記合成フィルタ特性を、フィルタ処理部 3 4 で使うフィルタ係数に変換する。フィルタ処理部 3 4 は、ディザ発生部 1 4 からのディザ信号に、フィルタ係数算出部 3 3 で算出したフィルタ係数を用いたフィルタ処理を施す。そして、図 1 9 に示すようなフィルタ処理出力をゲイン調整部 3 5 に供給する。

## 【 0 0 8 4 】

ゲイン調整部 3 5 は、フィルタ処理部 3 4 のフィルタ処理出力（図 1 9）であるディザ信号のパワーを、前記ゲイン算出部 3 1 からの係数を用いて前記 PCM 信号の 1 8 K H z ～ 2 0 K H z までの範囲の平均パワーと等しくし、加算器 2 2 に送る。

## 【 0 0 8 5 】

加算器 2 2 は、ゲイン調整部 3 5 でパワーがゲイン調整されたディザ信号と、オーバーサンプリング処理部 2 1 で 2 倍オーバーサンプリング処理された PCM 信号とを加算する。これにより、スペクトル上で見ると、図 2 0 に示すように周波数スペクトルが滑らかにつながるようになる。

## 【 0 0 8 6 】

すなわち、ディザ発生部 1 4 のディザ信号にフィルタ処理部 3 4 でフィルタ処理を施して得られたフィルタ処理出力 1 0 4 にゲイン調整部 3 5 でパワー調整した後のディザ信号 1 0 5 は、前記入力端子 1 1 から入力された PCM 信号に周波数分析部 1 2 で周波数分析処理を施した結果 1 0 3 に滑らかにつながる。

## 【 0 0 8 7 】

$\Delta\Sigma$ 変調部 2 4 は、前述したように、高音質の 1 ビットオーディオ信号を出力することができる。この高音質の 1 ビットオーディオ信号は出力端子 2 5 を介してデジタルオーディオ信号処理装置 2 3 の出力とされる。

## 【 0 0 8 8 】

以上説明した実施例 1 - 3 のデジタルオーディオ信号処理装置 2 3 は、可聴帯域外の高域の信号をディザ発生部 1 4 によって発生させ、正規化部 1 6 3 の B P フィルタ特性発生部 3 2 と F 特傾き算出部 9 3 及びフィルタ特性発生部 9 4 によって周波数特性を制限し、パワーを正規化してから、オーバーサンプリングし

たPCM信号に、図20に示すように滑らかにつながるように加算し、その加算出力をさらにオーバーサンプリングした後に、 $\Delta\Sigma$ 変調して1ビットオーディオ信号を生成している。この1ビットオーディオ信号には、PCM信号の周波数帯域を越え、かつ傾きがF特傾き算出部93によって算出された信号が付加されているので、聴覚的な音像の奥行き感が前後に広がるような自然な感じを出すことができる。

#### 【0089】

以上、実施例1-1、1-2、1-3の各説明からも明かなように、第1の実施の形態のデジタルオーディオ信号処理装置2は、可聴帯域外の高域の信号をディザ発生部14によって発生させ、オーバーサンプリングしたPCM信号に加算し、その加算出力をさらにオーバーサンプリングした後に、 $\Delta\Sigma$ 変調して1ビットオーディオ信号を生成している。各実施例はその正規化部16<sub>1</sub>、16<sub>2</sub>、16<sub>3</sub>内の各フィルタ処理部により、オーバーサンプリングしたPCM信号に加算する、可聴帯域外の高域の信号の傾きや、帯域を異ならせ、さらにパワーを調整している。いずれの場合も、聴覚的な音像のそれぞれの奥行き感が前後に広がり、ステレオ感も左右に広がり、音の分離が良くなる。微妙な音も再現され、例えばホールなどのバックグラウンドノイズも聞き取れるようになるため雰囲気によりよくなる。また、脳は測定を行うと $\alpha$ 波の発生が確認され、心地良さが増すという結果も得られた。

#### 【0090】

次に、第2の実施の形態について説明する。この第2の実施の形態も、図1に示すような高速1ビット・オーディオ信号生成システム1に含まれる、デジタルオーディオ信号処理装置110である。

#### 【0091】

デジタルオーディオ信号処理装置110の構成を図21に示す。このデジタルオーディオ信号処理装置110は、入力端子111から入力された、PCM信号に周波数分析処理を施す周波数分析部112と、周波数分析部112の周波数分析結果から所定帯域の平均ノイズレベルを算出するパワー算出部113とを備える。

## 【 0 0 9 2 】

また、デジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0 は、前記 PCM 信号に加算する可聴帯域外の高域信号のスペクトルを発生するスペクトル発生部 1 1 4 と、このスペクトル発生部 1 1 4 にて発生した可聴帯域外の高域信号のスペクトルのパワーを算出するパワー算出部 1 1 5 と、パワー算出部 1 1 5 にて算出されたスペクトルのパワーを正規化し、かつスペクトルを時間波形信号に合成する正規化&波形合成部 1 1 6 とを備える。

## 【 0 0 9 3 】

また、デジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0 は、前記 PCM 信号を  $m$  ( $m \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングするオーバーサンプリング処理部 1 1 7 と、オーバーサンプリング処理部 1 1 7 にてオーバーサンプリングされた PCM 信号と正規化&波形合成部 1 1 6 で正規化され、波形合成された可聴帯域外の高域信号を加算する加算器 1 1 8 と、加算器 1 1 8 の加算出力を  $n$  ( $n \geq 2$  の正の整数)  $\times f_s$  (Hz) のサンプリング周波数でオーバーサンプリングするオーバーサンプリング処理部 1 1 9 と、オーバーサンプリング処理部 1 1 9 にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を 1 ビットデジタル信号に変換し、出力端子 1 2 1 から外部に導出する  $\Delta \Sigma$  変調部 1 2 0 とを備える。

## 【 0 0 9 4 】

周波数分析部 1 1 2 は、入力端子 1 1 1 から入力された PCM 信号に、例えば高速フーリエ変換 FFT を用いて DC ~ 22.05 KHz の範囲で周波数分析処理を施し、その周波数分析結果をパワー算出部 1 1 3 に供給する。

## 【 0 0 9 5 】

パワー算出部 1 1 3 は、周波数分析部 1 1 2 より供給された周波数分析結果から、例えば 18 KHz ~ 20 KHz の範囲の平均パワーを算出する。このパワー算出部 1 1 3 で計算された平均パワーは正規化&波形合成部 1 1 6 に送られる。

## 【 0 0 9 6 】

スペクトル発生部 1 1 4 は、周波数分析部 1 1 2 より供給された周波数分析結果から、前記 PCM 信号に加算する、PCM 信号の周波数帯域を越える、可聴帯域



外の高域信号のスペクトルをPCM信号に相関するように発生する。このスペクトル発生部114の詳細な構成及び動作については後述する。

#### 【0097】

パワー算出部115は、スペクトル発生部114にて発生されたスペクトルの、例えば23kHz～25kHzまでの範囲のパワーを算出する。このパワー算出部115で計算されたスペクトルのパワーは正規化&波形合成部116に送られる。

#### 【0098】

正規化&波形合成部116は、パワー算出部113にて算出された平均パワーに基づいてパワー算出部115にて算出されたスペクトルのパワーを正規化し、かつスペクトルを時間波形信号に戻した出力を加算器118に供給する。この正規化&波形合成部116の詳細な構成及び動作についても後述する。

#### 【0099】

オーバーサンプリング処理部117は、入力端子111から入力された量子化周波数44.1kHz、量子化語長16bitのPCM信号を、2×44.1kHzのサンプリング周波数でオーバーサンプリングし、オーバーサンプリング処理出力を加算器118に供給する。

#### 【0100】

加算器118は、正規化&波形合成部116からの正規化された時間波形信号出力とオーバーサンプリング処理部117からのオーバーサンプリング出力とを加算し、その加算出力をオーバーサンプリング処理部119に送る。

#### 【0101】

オーバーサンプリング処理部119は、前記加算出力を32×44.1kHzのサンプリング周波数でオーバーサンプリングする。よって、このオーバーサンプリング処理部119からのオーバーサンプリング出力は、前記量子化周波数44.1kHz、量子化語長16bitのPCM信号の64倍オーバーサンプリング出力となる。この64倍オーバーサンプリング出力は、 $\Delta\Sigma$ 変調部120に送られ、デルタシグマ変調処理が施されて1ビットオーディオ信号となり、出力端子121に供給される。

## 【0102】

第2の実施の形態のデジタルオーディオ信号処理装置110は、スペクトル発生部114や、正規化&波形合成部116の構成を異ならせることにより、いくつかの実施例に分けることができる。以下にいくつかの実施例について説明する。

## 【0103】

先ず、第2の実施の形態の第1実施例（以下、実施例2-1と記す）となる、デジタルオーディオ信号処理装置110<sub>1</sub>について図22～図26を用いて説明する。この実施例2-1のデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>1</sub>のスペクトル発生部114は、図22に示すように主要スペクトル選択部123と、パワースペクトル算出部124と、倍音スペクトル発生部125と、スペクトル加算部126とを備えている。

## 【0104】

パワースペクトル算出部124は、周波数分析部112による周波数分析結果から、例えば、図23に示すように、10kHz～20kHzまでのパワー周波数スペクトルPFsを計算し、主要スペクトル選択部123に送る。ここでは説明のために簡略したスペクトルを示している。

## 【0105】

主要スペクトル選択部123は、周波数分析部112による周波数分析結果と、パワースペクトル算出部124によるパワー周波数スペクトルPFsからパワー値の大きい周波数スペクトルを順番に選び出す。例えば、図24に示す(1)、(2)、(3)、(4)のように上位4つを選び出している。

## 【0106】

倍音スペクトル発生部125は、主要スペクトル選択部123で選ばれた周波数スペクトル(1)、(2)、(3)、(4)の $2n$  ( $n=1, 2, 3 \dots$ ) 倍のスペクトル(1')、(2')、(3')、(4')を図24に示すように算出し、さらに、その周波数が20kHzを越えて40kHz以下のスペクトルを選択する。このため、(1')のスペクトルは、20kHzであり、選択の条件の20kHzを越えていないので選択されない。図25に示すように、スペクトル(2')、(3')、(4')が選択される。

【0107】

なお、40kHz以下という制限は、オーバーサンプリング処理部117が2倍オーバーサンプリングであるため、サンプリング定理から導かれる。

【0108】

倍音スペクトル発生部125で算出されたスペクトルは、スペクトル加算部126に供給される。スペクトル加算部126は、倍音スペクトル発生部125で算出されたスペクトルを周波数毎にそれぞれ加算する。スペクトル加算部126で加算されたスペクトルは、パワー算出部115及び正規化&波形合成部116に供給される。

【0109】

パワー算出部115は、スペクトル加算部126からのスペクトルの、例えば23kHz～25kHzまでの範囲のパワーを算出する。このパワー算出部115で計算されたスペクトルのパワーは正規化&波形合成部116に送られる。

【0110】

また、この実施例2-1のデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>1</sub>の正規化&波形合成部116は、図22に示すように、ゲイン算出部127と、ゲイン調整部128と、波形合成部129とを備えている。

【0111】

ゲイン算出部127は、パワー算出部113で算出されたPCM信号の18kHz～20kHzの範囲の平均パワーに対してパワー算出部115で算出されたスペクトルの23kHzから25kHzまでのパワーを等しくする係数を算出する。このゲイン算出部127で算出された係数は、ゲイン調整部129に送られる。

【0112】

ゲイン調整部128は、スペクトル加算部126で算出したスペクトルのパワーを、前記ゲイン算出部127からの係数を用いて調整し、波形合成部129に送る。

【0113】

波形合成部129は、ゲイン調整部128でパワーが調整されたスペクトルに

、例えば、逆FFT処理を施し、周波数スペクトルを時間波形に変換して、加算器118に送る。

#### 【0114】

加算器118は、正規化&波形合成部116の波形合成部129で生成された時間波形と、オーバーサンプリング処理部117で2倍オーバーサンプリング処理されたPCM信号とを加算する。これにより、図26に示すように、周波数スペクトルがつながる。

#### 【0115】

すなわち、周波数スペクトル上で見ると、図26に示すように、スペクトル加算部126で生成したスペクトル((2''), (3''), (4''))131に、ゲイン調整部128でパワー調整した後のスペクトル132は、前記入力端子111から入力されたPCM信号に周波数分析部112で周波数分析処理を施した結果得られたパワー周波数スペクトル((1), (2), (3), (4))130につながる。

#### 【0116】

そして、図26に周波数特性を示した加算器118の加算出力は、オーバーサンプリング処理部119により、 $32 \times 44.1 \text{ KHz}$ のサンプリング周波数でオーバーサンプリングされる。これにより $\Delta\Sigma$ 変調部120には、前記図26に示した周波数特性で、サンプリング周波数が $44.1 \text{ KHz}$ のPCM信号の64倍オーバーサンプリング出力が供給される。

#### 【0117】

$\Delta\Sigma$ 変調部120は、前記図6に示す基本的な構成を採る。実際には、図7に示すような5次の構成であり、高音質の1ビットオーディオ信号を出力することができる。この高音質の1ビットオーディオ信号は出力端子121を介してデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>1</sub>の出力とされる。

#### 【0118】

以上説明した実施例2-1のデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>1</sub>は、元のPCM信号には含まれない可聴帯域外の高域の信号を元PCM信号の倍音を算出することにより発生させ、正規化&波形合成部116によって正規化してから波形合成し、オーバーサンプリングしたPCM信号に、図26に示すように滑

らかにつながるように加算し、その加算出力をさらにオーバーサンプリングした後に、 $\Delta\Sigma$ 変調して1ビットオーディオ信号を生成している。この1ビットオーディオ信号には、PCM信号の周波数帯域を越え、かつPCM信号に相関のある信号が付加されているので、聴覚的な音像の奥行き感が前後に広がるような自然な感じを出すことができる。

## 【0119】

この実施例2-1のデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>1</sub>において、オーバーサンプリング処理部117では2倍オーバーサンプリング処理を、オーバーサンプリング処理部119では、32倍オーバーサンプリング処理を行ったが、オーバーサンプリング処理部117では4倍オーバーサンプリング処理を、オーバーサンプリング処理部119では、16倍オーバーサンプリング処理を行ってもよい。また、オーバーサンプリング処理部117では8倍オーバーサンプリング処理を、オーバーサンプリング処理部119でも、8倍オーバーサンプリング処理を行ってもよい。

## 【0120】

次に、第2の実施の形態の第2実施例（以下、実施例2-2と記す）となる、デジタルオーディオ信号処理装置110<sub>2</sub>について図27及び図28を用いて説明する。この実施例2-2のデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>2</sub>は、実施例2-1のデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>1</sub>のスペクトル発生部114に、スペクトル加算部135と、掛け算器138と、出力端子136と、入力端子139と、合成係数kの入力端子137とを新たに加えたものである。このデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>2</sub>は、自身を一方のチャンネルch1とすると、他方のチャンネルch2で生成したスペクトル情報を合成し、合成率を制御することにより、PCM信号に付加する高域信号のチャンネル間の分離度を制御できるものである。

## 【0121】

スペクトル加算部126で加算されたスペクトルは、スペクトル加算部135及び出力端子136に供給される。

## 【0122】

出力端子 1 3 6 は、スペクトル加算部 1 2 6 からのスペクトルを図 2 8 に示すように他方のチャンネル c h 2 へ供給する。

【 0 1 2 3 】

掛け算器 1 3 8 に接続する出力端子 1 3 9 は、図 2 8 に示すように他方のチャンネル c h 2 で生成されたスペクトルを受け取るためのものである。

【 0 1 2 4 】

また、掛け算器 1 3 8 に接続する入力端子 1 3 7 に供給される合成係数  $k$  は、他方のチャンネル c h 2 のスペクトルを加算するときの加算率を表すものである。例えば、 $y = ch1 + k * ch2$  とすると、まったく加算しないときは、 $k = 0$ 、50%加算のときは、 $k = 1$  などとなる。

【 0 1 2 5 】

掛け算器 1 3 8 は、入力端子 1 3 7 に供給される他方のチャンネル c h 2 からのスペクトルに、合成係数  $k$  をかけてスペクトル加算部 1 3 5 に送る。

【 0 1 2 6 】

スペクトル加算部 1 3 5 は、掛け算器 1 3 8 の掛け算結果と、スペクトル加算部 1 2 6 からの加算結果をさらに加算し、パワー算出部 1 1 5 及びゲイン調整部 1 2 8 に供給する。

【 0 1 2 7 】

パワー算出部 1 1 5 は、スペクトル加算部 1 3 5 からのスペクトルの、例えば 23 KHz ~ 25 KHz までの範囲のパワーを算出する。このパワー算出部 1 1 5 で計算されたスペクトルのパワーは正規化&波形合成部 1 1 6 のゲイン算出部 1 2 7 に送られる。

【 0 1 2 8 】

ゲイン調整部 1 2 8 は、スペクトル加算部 1 3 5 で算出したスペクトルのパワーを、前記ゲイン算出部 1 2 7 からの係数を用いて調整し、波形合成部 1 2 9 に送る。

【 0 1 2 9 】

波形合成部 1 2 9 以下、加算器 1 1 8、オーバーサンプリング処理部 1 1 9 及び  $\Delta \Sigma$  変調部 1 2 0 の動作は前記図 2 2 のものと同様であるのでここでは説明を

省略する。

【 0 1 3 0 】

したがって、この実施例 2 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>2</sub> は、自身を一方のチャンネル c h 1 とするとき、他方のチャンネル c h 2 で生成したスペクトル情報を合成し、合成率を制御することにより、PCM 信号に付加する高域信号のチャンネル間の分離度を制御できるので、スピーカや、ヘッドホンなどに接続した場合に、音場の広がり感を制御できるようになる。

【 0 1 3 1 】

また、実施例 2 - 2 では、二つのチャンネルの場合を示したが、スペクトル加算部 1 3 5 と掛け算器 1 3 8 を相手チャンネルの数だけ付け加えることにより、2 チャンネルを越える場合にでも対応できる。

【 0 1 3 2 】

また、合成係数 k は、固定値であるが、周波数分析部 1 1 2 による周波数分析結果を用いて、入力信号のスペクトルによって変化させてもよい。

【 0 1 3 3 】

次に、第 2 の実施の形態の第 3 実施例（以下、実施例 2 - 3 と記す）となる、デジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>3</sub> について図 2 9 ~ 図 3 2 を用いて説明する。この実施例 2 - 3 のデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>3</sub> は、実施例 2 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>1</sub> の正規化 & 波形合成部 1 1 6 に、 $1/f$  特性発生部 1 4 0 と掛け算器 1 4 1 とを新たに加えたものである。

【 0 1 3 4 】

$1/f$  特性発生部 1 4 0 は、図 3 0 に示すように、周波数が高くなるほどに振幅 [GAIN] が小さくなるような特性であり、かつ 2 0 k H z で振幅が処理の前後で等しくなるようにしている  $1/f$  特性を発生する。

【 0 1 3 5 】

掛け算器 1 4 1 は、スペクトル加算部 1 2 6 で生成されたスペクトルに前記  $1/f$  特性を掛け算し、ゲイン調整部 1 2 8 に送る。このときの掛け算器 1 4 1 のスペクトル出力を図 3 1 に示す。

## 【 0 1 3 6 】

ゲイン調整部 1 2 8 は、掛け算器 1 4 1 のスペクトル出力のパワーを、前記ゲイン算出部 1 2 7 からの係数を用いて調整し、波形合成部 1 2 9 に送る。

## 【 0 1 3 7 】

加算器 1 1 8 は、正規化&波形合成部 1 1 6 の波形合成部 1 2 9 で生成された時間波形と、オーバーサンプリング処理部 1 1 7 で 2 倍オーバーサンプリング処理された PCM 信号とを加算する。これにより、図 3 2 に示すように、周波数スペクトルがつながる。

## 【 0 1 3 8 】

すなわち、周波数スペクトル上で見ると、図 3 2 に示すように、スペクトル加算部 1 2 6 で生成したスペクトルを掛け算器 1 3 8 で処理した出力 1 4 3 に、ゲイン調整部 1 2 8 でパワー調整した後のスペクトル 1 4 4 は、前記入力端子 1 1 1 から入力された PCM 信号に周波数分析部 1 1 2 で周波数分析処理を施した結果 1 4 2 につながる。

## 【 0 1 3 9 】

そして、図 3 2 に周波数特性を示した加算器 1 1 8 の加算出力は、オーバーサンプリング処理部 1 1 9 により、 $32 \times 44.1 \text{ KHz}$  のサンプリング周波数でオーバーサンプリングされる。これにより  $\Delta \Sigma$  変調部 1 2 0 には、前記図 3 2 に示した周波数特性で、サンプリング周波数が  $44.1 \text{ KHz}$  の PCM 信号の 64 倍オーバーサンプリング出力が供給される。

## 【 0 1 4 0 】

$\Delta \Sigma$  変調部 1 2 0 は、前述したように高音質の 1 ビットオーディオ信号を出力することができる。この高音質の 1 ビットオーディオ信号は出力端子 1 2 1 を介してデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>3</sub> の出力とされる。

## 【 0 1 4 1 】

以上説明した実施例 2 - 3 のデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>3</sub> は、元の PCM 信号には含まれない可聴帯域外の高域の信号のスペクトルを元 PCM 信号の倍音を算出することにより発生させ、正規化&波形合成部 1 1 6 によって  $1/f$  特性にしたがって周波数特性を制限し、そのパワーを正規化してから波形



合成して、オーバーサンプリングしたPCM信号に、図32に示すように滑らかにつながるように加算し、その加算出力をさらにオーバーサンプリングした後に、 $\Delta\Sigma$ 変調して1ビットオーディオ信号を生成している。

## 【0142】

したがって、この1ビットオーディオ信号には、PCM信号の周波数帯域を越え、かつPCM信号に相関のある信号が傾きを調整されて付加されているので、聴覚的な音像の奥行き感が前後に広がるような自然な感じを出すことができる。

## 【0143】

また、このデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>3</sub>のスペクトル発生部114に、前記実施例2-2で説明したようなスペクトル加算部135と、掛け算器138と、出力端子136と、入力端子139と、合成係数kの入力端子137とを新たに加えて、他のチャンネルch2で生成したスペクトル情報を合成し、合成率を制御することにより、PCM信号に付加する高域信号のチャンネル間の分離度を制御できるようにしてもよい。

## 【0144】

次に、第2の実施の形態の第4実施例（以下、実施例2-4と記す）となる、デジタルオーディオ信号処理装置110<sub>4</sub>について図33及び図37を用いて説明する。まず、構成について前記実施例2-1又は2-3と異なる点を中心に説明する。この実施例2-4のデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>4</sub>は、実施例2-3のデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>3</sub>の正規化&波形合成部116にある、 $1/f$ 特性発生部140をF特傾き算出部145と傾き特性発生部146に置き換えたものである。

## 【0145】

すなわち、このデジタルオーディオ信号処理装置2<sub>4</sub>の正規化&波形合成部116は、図22の正規化&波形合成部116を構成したゲイン算出部127とゲイン調整部128と波形合成部129の他に、さらにF特傾き算出部145と、傾き特性発生部146と、掛け算器141とを備えている。

## 【0146】

F特傾き算出部145は、周波数分析部112での周波数分析により得られた

前記 P C M 信号の周波数分析結果の、図 3 4 に示す例えば 1 0 k H z から 2 0 k H z までの周波数特性 1 4 7 の傾き 1 4 8 を算出する。

## 【 0 1 4 7 】

傾き特性発生部 1 4 6 は、前記周波数特性 1 4 7 の傾き 1 4 8 から図 3 5 に示すような、周波数が高くなるほど振幅が下がるフィルタ特性を発生させ、掛け算器 1 4 1 に供給する。

## 【 0 1 4 8 】

掛け算器 1 4 1 は、スペクトル加算部 1 2 6 で生成されたスペクトルに傾き特性発生部 1 4 6 で発生されたフィルタ特性を掛け算し、ゲイン調整部 1 2 8 に送る。このときの掛け算器 1 4 1 のスペクトル出力を図 3 6 に示す。

## 【 0 1 4 9 】

ゲイン調整部 1 2 8 は、掛け算器 1 4 1 のスペクトル出力のパワーを、前記ゲイン算出部 1 2 7 からの係数を用いて調整し、波形合成部 1 2 9 に送る。

## 【 0 1 5 0 】

加算器 1 1 8 は、正規化&波形合成部 1 1 6 の波形合成部 1 2 9 で生成された時間波形と、オーバーサンプリング処理部 1 1 7 で 2 倍オーバーサンプリング処理された P C M 信号とを加算する。これにより、図 3 7 に示すように、周波数スペクトルがつながる。

## 【 0 1 5 1 】

すなわち、周波数スペクトル上で見ると、図 3 7 に示すように、スペクトル加算部 1 2 6 で生成したスペクトルを掛け算器 1 4 1 で処理した出力 1 5 1 に、ゲイン調整部 1 2 8 でパワー調整した後のスペクトル 1 5 2 は、前記入力端子 1 1 1 から入力された P C M 信号に周波数分析部 1 1 2 で周波数分析処理を施した結果 1 5 0 につながる。

## 【 0 1 5 2 】

そして、図 3 7 に周波数特性を示した加算器 1 1 8 の加算出力は、オーバーサンプリング処理部 1 1 9 により、 $32 \times 44.1$  K H z のサンプリング周波数でオーバーサンプリングされる。これにより  $\Delta \Sigma$  変調部 1 2 0 には、前記図 3 7 に示した周波数特性で、サンプリング周波数が  $44.1$  K H z の P C M 信号の 6 4

倍オーバーサンプリング出力が供給される。

【0153】

$\Delta\Sigma$ 変調部120は、前述したように高音質の1ビットオーディオ信号を出力することができる。この高音質の1ビットオーディオ信号は出力端子121を介してデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>4</sub>の出力とされる。

【0154】

以上説明した実施例2-4のデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>3</sub>は、元のPCM信号には含まれない可聴帯域外の高域の信号のスペクトルを元PCM信号の倍音を算出することにより発生させ、正規化&波形合成部116によってF特傾き算出部145で算出した傾き特性にしたがって制限してからそのパワーを正規化し、そして時間波形信号を合成してから、オーバーサンプリングしたPCM信号に、図37に示すように滑らかにつながるように加算し、その加算出力をさらにオーバーサンプリングした後に、 $\Delta\Sigma$ 変調して1ビットオーディオ信号を生成している。

【0155】

したがって、この1ビットオーディオ信号には、PCM信号の周波数帯域を越え、かつPCM信号に相関のある信号がPCM信号に関連する傾きのまま付加されているので、聴覚的な音像の奥行き感が前後に広がるような自然な感じを出すことができる。

【0156】

また、このデジタルオーディオ信号処理装置110<sub>4</sub>のスペクトル発生部114に、前記実施例2-2で説明したようなスペクトル加算部135と、掛け算器138と、出力端子136と、入力端子139と、合成係数kの入力端子137とを新たに加えて、他のチャンネルch2で生成したスペクトル情報を合成し、合成率を制御することにより、PCM信号に付加する高域信号のチャンネル間の分離度を制御できるようにしてもよい。

【0157】

次に、第2の実施の形態の第5実施例（以下、実施例2-5と記す）となる、デジタルオーディオ信号処理装置110<sub>5</sub>について図38～図40を用いて説

明する。先ず、構成について前記実施例 2-4 と異なる点を中心に説明する。この実施例 2-5 のデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>5</sub> は、実施例 2-4 のデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>4</sub> の正規化&波形合成部 1 1 6 に、新たに、傾き切り替え部 1 5 3 と、パワー算出部 1 5 4 と、パワー比較部 1 5 5 と、パワー値発生部 1 5 7 と、平坦特性発生部 1 5 6 とを加えた構成を採る。

## 【 0 1 5 8 】

パワー算出部 1 5 4 は、周波数分析部 1 1 2 による周波数分析の結果得られた周波数分析結果の出力から、例えば、1 8 k H z ~ 2 0 k H z のパワーを算出し、パワー比較部 1 5 5 に送る。

## 【 0 1 5 9 】

パワー値発生部 1 5 7 は、パワー比較部 1 5 5 における比較の基準となるパワー値を発生する。具体的には、量子化語長 1 6 bit 及び P C M 入力の S / N 比を考慮して、例えば、-90dB を発生する。

## 【 0 1 6 0 】

パワー比較部 1 5 5 は、パワー算出部 1 5 4 におけるパワー算出結果を、パワー値発生部 1 5 7 からの -90dB と比較して比較結果を傾き切り替え部 1 5 3 に送る。ここでは、パワー値算出部 1 5 4 におけるパワー算出結果が、パワー値発生部 1 5 7 の -90dB より大きかった場合に “1” を、小さかった場合に “0” を出力する。

## 【 0 1 6 1 】

傾き切り替え部 1 5 3 は、パワー比較部 1 5 5 における比較結果が “1” の場合、図 3 9 に示すように、傾き特性発生部 1 4 6 で生成された傾き特性 1 6 1 を掛け算器 1 4 1 に送る。

## 【 0 1 6 2 】

すると、掛け算器 1 4 1 は、スペクトル加算部 1 2 6 で生成されたスペクトルに傾き特性発生部 1 4 6 で発生されたフィルタ特性を掛け算し、ゲイン調整部 1 2 8 に送る。

## 【 0 1 6 3 】

ゲイン調整部 1 2 8 は、掛け算器 1 4 1 のスペクトル出力のパワーを、前記ゲ

イン算出部 1 2 7 からの係数を用いて調整し、波形合成部 1 2 9 に送る。

【 0 1 6 4 】

加算器 1 1 8 は、正規化&波形合成部 1 1 6 の波形合成部 1 2 9 で生成された時間波形と、オーバーサンプリング処理部 1 1 7 で 2 倍オーバーサンプリング処理された PCM 信号とを加算する。これにより、図 3 9 に示すように、周波数スペクトルがつながる。

【 0 1 6 5 】

すなわち、周波数スペクトル上で見ると、図 3 9 に示すように、スペクトル加算部 1 2 6 で生成したスペクトルを掛け算器 1 4 1 で処理した出力 1 6 1 に、ゲイン調整部 1 2 8 でパワー調整した後のスペクトル 1 6 2 は、前記入力端子 1 1 1 から入力された PCM 信号に周波数分析部 1 1 2 で周波数分析処理を施した結果 1 6 0 につながる。

【 0 1 6 6 】

また、パワー比較部 1 5 5 における比較結果が“0”の場合は、図 4 0 に示すように、平坦特性発生部 1 5 6 の出力を掛け算器 1 4 1 に送る。

【 0 1 6 7 】

すると、掛け算器 1 4 1 は、スペクトル加算部 1 2 6 で生成されたスペクトルに平坦特性発生部 1 5 6 で発生されたフィルタ特性を掛け算し、ゲイン調整部 1 2 8 に送る。

【 0 1 6 8 】

ゲイン調整部 1 2 8 は、掛け算器 1 4 1 のスペクトル出力のパワーを、前記ゲイン算出部 1 2 7 からの係数を用いて調整し、波形合成部 1 2 9 に送る。

【 0 1 6 9 】

加算器 1 1 8 は、正規化&波形合成部 1 1 6 の波形合成部 1 2 9 で生成された時間波形と、オーバーサンプリング処理部 1 1 7 で 2 倍オーバーサンプリング処理された PCM 信号とを加算する。これにより、図 4 0 に示すように、周波数スペクトルがつながる。

【 0 1 7 0 】

すなわち、周波数スペクトル上で見ると、図 4 0 に示すように、スペクトル加

算部 1 2 6 で生成したスペクトルを掛け算器 1 4 1 で処理した出力 1 6 4 に、ゲイン調整部 1 2 8 でパワー調整した後のスペクトル 1 6 5 は、前記入力端子 1 1 1 から入力された P C M 信号に周波数分析部 1 1 2 で周波数分析処理を施した結果 1 6 3 につながる。

## 【 0 1 7 1 】

なお、図 4 0 には比較のため、パワー比較部 1 5 5 でのパワー比較に基づいた傾きの切替を行わなかったときのゲイン調整部 1 2 8 からのスペクトル 1 6 6 を示す。

## 【 0 1 7 2 】

そして、図 3 9 及び図 4 0 に周波数特性を示した加算器 1 1 8 の加算出力は、オーバーサンプリング処理部 1 1 9 により、 $32 \times 44.1$  K H z のサンプリング周波数でオーバーサンプリングされる。これにより  $\Delta \Sigma$  変調部 1 2 0 には、前記図 3 9 及び図 4 0 に示した周波数特性で、サンプリング周波数が  $44.1$  K H z の P C M 信号の 6 4 倍オーバーサンプリング出力が供給される。

## 【 0 1 7 3 】

$\Delta \Sigma$  変調部 1 2 0 は、前述したように高音質の 1 ビットオーディオ信号を出力することができる。この高音質の 1 ビットオーディオ信号は出力端子 1 2 1 を介してデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>5</sub> の出力とされる。

## 【 0 1 7 4 】

以上説明した実施例 2 - 5 のデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>5</sub> は、元の P C M 信号には含まれない可聴帯域外の高域の信号のスペクトルを元 P C M 信号の倍音を算出することにより発生させ、正規化&波形合成部 1 1 6 によって入力信号のダイナミックレンジを考慮したスペクトルにしてからそのパワーを正規化し、さらに時間波形信号に合成してから、オーバーサンプリングした P C M 信号に、図 3 9 及び図 4 0 に示すように滑らかにつながるように加算し、その加算出力をさらにオーバーサンプリングした後に、 $\Delta \Sigma$  変調して 1 ビットオーディオ信号を生成している。

## 【 0 1 7 5 】

したがって、この 1 ビットオーディオ信号には、P C M 信号の周波数帯域を越

え、かつPCM信号に相関のある信号がPCM信号に関連する傾きで、さらに入力信号のダイナミックレンジが考慮されて付加されているので、聴覚的な音像の奥行き感が前後に広がるような自然な感じを出すことができる。

## 【 0 1 7 6 】

また、このデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>5</sub> のスペクトル発生部 1 1 4 に、前記実施例 2 - 2 で説明したようなスペクトル加算部 1 3 5 と、掛け算器 1 3 8 と、出力端子 1 3 6 と、入力端子 1 3 9 と、合成係数  $k$  の入力端子 1 3 7 とを新たに加えて、他のチャンネル  $ch_2$  で生成したスペクトル情報を合成し、合成率を制御することにより、PCM信号に付加する高域信号のチャンネル間の分離度を制御できるようにしてもよい。

## 【 0 1 7 7 】

次に、第 2 の実施の形態の第 6 実施例（以下、実施例 2 - 6 と記す）となる、デジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>6</sub> について図 4 1 ~ 図 4 3 を用いて説明する。まず、構成について前記実施例 2 - 4 と異なる点を中心に説明する。この実施例 2 - 6 のデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>6</sub> は、実施例 2 - 4 のデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>4</sub> の正規化&波形合成部 1 1 6 に、新たに、パワー算出部 1 5 4 と、傾き係数発生部 1 7 1 と、掛け算器 1 7 2 とを追加した。

## 【 0 1 7 8 】

パワー算出部 1 5 4 は、周波数分析部 1 1 2 による周波数分析の結果得られた周波数分析結果の出力から、例えば、18 kHz ~ 20 kHz のパワーを算出し、傾き係数発生部 1 7 1 に送る。

## 【 0 1 7 9 】

傾き係数発生部 1 7 1 は、パワー算出部 1 5 4 からのパワーの値により、“0” から “1” までの連続した値を傾き係数として出力する。パワーの値が小さいときは、より “0” に近い値を出力し、パワーの値が大きいときは、より “1” に近い値を出力し、掛け算器 1 7 2 に送る。

## 【 0 1 8 0 】

掛け算器 1 7 2 は、 $f$  特傾き算出部 1 4 5 で算出した前記  $f$  特傾き値に、前記

傾き係数を掛けて、傾き特性発生部 1 4 6 に送る。

【0 1 8 1】

傾き特性発生部 1 4 6 は、掛け算器 1 7 1 からの掛け算出力に応じた傾き特性を発生し、掛け算器 1 4 1 に供給する。

【0 1 8 2】

パワー算出部 1 5 4 のパワー値が大きいとき、傾き係数発生部 1 7 1 は “1” に近い傾き係数を発生する。すると、掛け算器 1 7 1 は、f 特傾き算出部 1 4 5 で生成された傾きをそのまま、傾き特性発生部 1 4 6 に出力する。

【0 1 8 3】

傾き特性発生部 1 4 6 は、前記傾きに応じたフィルタ特性（傾き特性）を発生し、掛け算器 1 4 1 に供給する。

【0 1 8 4】

掛け算器 1 4 1 は、スペクトル加算部 1 2 6 で生成されたスペクトルに傾き特性発生部 1 4 6 で発生されたフィルタ特性を掛け算し、ゲイン調整部 1 2 8 に送る。

ゲイン調整部 1 2 8 は、掛け算器 1 4 1 のスペクトル出力のパワーを、前記ゲイン算出部 1 2 7 からの係数を用いて調整し、波形合成部 1 2 9 に送る。

【0 1 8 5】

加算器 1 1 8 は、正規化&波形合成部 1 1 6 の波形合成部 1 2 9 で生成された時間波形と、オーバーサンプリング処理部 1 1 7 で 2 倍オーバーサンプリング処理された PCM 信号とを加算する。これにより、図 4 2 に示すように、周波数スペクトルがつながる。

【0 1 8 6】

すなわち、周波数スペクトル上で見ると、図 4 2 に示すように、スペクトル加算部 1 2 6 で生成したスペクトルを掛け算器 1 4 1 で処理した出力 1 7 6 に、ゲイン調整部 1 2 8 でパワー調整した後のスペクトル 1 7 7 は、前記入力端子 1 1 1 から入力された PCM 信号に周波数分析部 1 1 2 で周波数分析処理を施した結果 1 7 5 につながる。

【0 1 8 7】



また、パワー算出部 154 のパワー値が小さいとき、傾き係数発生部 171 は“0”に近い傾き係数を発生する。すると、掛け算器 171 は、f 特傾き算出部 145 で生成された傾きに 0 に近い値を掛けることになり、傾き特性発生部 146 は平坦に近い周波数特性を発生させる。

## 【0188】

すると、掛け算器 141 は、スペクトル加算部 126 で生成されたスペクトルに、傾き特性発生部 146 で発生された平坦に近い周波数特性を掛け算し、ゲイン調整部 128 に送る。

## 【0189】

ゲイン調整部 128 は、掛け算器 141 のスペクトル出力のパワーを、前記ゲイン算出部 127 からの係数を用いて調整し、波形合成部 129 に送る。

## 【0190】

加算器 118 は、正規化&波形合成部 116 の波形合成部 129 で生成された時間波形と、オーバーサンプリング処理部 117 で 2 倍オーバーサンプリング処理された PCM 信号とを加算する。これにより、図 43 に示すように、周波数スペクトルがつながる。

## 【0191】

すなわち、周波数スペクトル上で見ると、図 43 に示すように、スペクトル加算部 126 で生成したスペクトルを掛け算器 141 で処理した出力 179 に、ゲイン調整部 128 でパワー調整した後のスペクトル 180 は、前記入力端子 111 から入力された PCM 信号に周波数分析部 112 で周波数分析処理を施した結果 178 につながる。

## 【0192】

なお、図 43 には比較のため、傾き係数発生部 171 での傾き係数発生を使わなかったときのゲイン調整部 128 からのスペクトル 181 を示す。

## 【0193】

そして、図 42 及び図 43 に周波数特性を示した加算器 118 の加算出力は、オーバーサンプリング処理部 119 により、 $32 \times 44.1 \text{ KHz}$  のサンプリング周波数でオーバーサンプリングされる。これにより  $\Delta\Sigma$  変調部 120 には、前

記図 4 2 及び図 4 3 に示した周波数特性で、サンプリング周波数が 4 4 . 1 K H z の P C M 信号の 6 4 倍オーバーサンプリング出力が供給される。

【 0 1 9 4 】

$\Delta \Sigma$  変調部 1 2 0 は、前述したように高音質の 1 ビットオーディオ信号を出力することができる。この高音質の 1 ビットオーディオ信号は出力端子 1 2 1 を介してデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>6</sub> の出力とされる。

【 0 1 9 5 】

以上説明した実施例 2 - 6 のデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>6</sub> は、元の P C M 信号には含まれない可聴帯域外の高域の信号のスペクトルを元 P C M 信号の倍音を算出することにより発生させ、正規化 & 波形合成部 1 1 6 によって入力信号の周波数特性、ダイナミックレンジを考慮したスペクトルに制限してから、そのパワーを正規化し、そして時間波形信号に合成してから、オーバーサンプリングした P C M 信号に、図 4 2 及び図 4 3 に示すように滑らかにつながるように加算し、その加算出力をさらにオーバーサンプリングした後に、 $\Delta \Sigma$  変調して 1 ビットオーディオ信号を生成している。

【 0 1 9 6 】

したがって、この 1 ビットオーディオ信号には、P C M 信号の周波数帯域を越え、かつ P C M 信号に相関のある信号が P C M 信号に関連する傾きで、さらに入力信号の周波数特性、ダイナミックレンジが考慮されて付加されているので、聴覚的な音像の奥行き感が前後に広がるような自然な感じを出すことができる。

【 0 1 9 7 】

また、このデジタルオーディオ信号処理装置 1 1 0<sub>6</sub> のスペクトル発生部 1 1 4 に、前記実施例 2 - 2 で説明したようなスペクトル加算部 1 3 5 と、掛け算器 1 3 8 と、出力端子 1 3 6 と、入力端子 1 3 9 と、合成係数 k の入力端子 1 3 7 とを新たに加えて、他のチャンネル c h 2 で生成したスペクトル情報を合成し、合成率を制御することにより、P C M 信号に付加する高域信号のチャンネル間の分離度を制御できるようにしてもよい。

【 0 1 9 8 】

以上、実施例 2 - 1、2 - 2、2 - 3、2 - 4、2 - 5、2 - 6 の各説明から

も明かなように、第2の実施の形態のデジタルオーディオ信号処理装置110は、可聴帯域外の高域の信号を入力信号に相関を持たせてスペクトル発生部114、及び正規化&波形合成部116によって発生させ、オーバーサンプリングしたPCM信号に加算し、その加算出力をさらにオーバーサンプリングした後に、 $\Delta\Sigma$ 変調して1ビットオーディオ信号を生成している。

#### 【0199】

これにより、第2の実施の形態は、聴覚的な音像のそれぞれの奥行き感が前後に広がり、ステレオ感も左右に広がり、音の分離が良くなる1ビットオーディオ信号を生成することができる。また、この1ビットオーディオ信号によれば、微妙な音も再現され、例えばホールなどのバックグラウンドノイズも聞き取れるようになるため雰囲気がいよくなる。また、脳は測定を行うと $\alpha$ 波の発生が確認され、心地良さが増すという結果も得られた。

#### 【0200】

次に、第3の実施の形態について説明する。この第3の実施の形態も、図1に示すような高速1ビット・オーディオ信号生成システム1に含まれる、デジタルオーディオ信号処理装置190である。

#### 【0201】

デジタルオーディオ信号処理装置190の構成を図44に示す。このデジタルオーディオ信号処理装置190は、入力端子191から入力された、PCM信号に周波数分析処理を施す周波数分析部192と、周波数分析部192の周波数分析結果からPCM信号に加算する信号を生成する可聴帯域外高域信号生成部193とを備える。

#### 【0202】

また、デジタルオーディオ信号処理装置190は、前記PCM信号を $m \times f_s$ のサンプリング周波数でオーバーサンプリングするオーバーサンプリング処理部194と、オーバーサンプリング処理部194にてオーバーサンプリングされたPCM信号と可聴帯域外高域信号生成部193で生成された可聴帯域外高域信号を加算する加算器195と、加算器195の加算出力を $n \times f_s$ のサンプリング周波数でオーバーサンプリングするオーバーサンプリング処理部196と、オ

オーバーサンプリング処理部 196 にてオーバーサンプリングされたマルチビットデジタル信号を 1 ビットデジタル信号に変換し、出力端子 198 から外部に導出する  $\Delta\Sigma$  変調部 197 とを備える。

周波数分析部 192 は、入力端子 191 から入力された PCM 信号に、例えば高速フーリエ変換 FFT を用いて DC ~ 22.05 KHz の範囲で周波数分析処理を施し、その周波数分析結果を可聴帯域外高域信号生成部 193 に供給する。

#### 【0203】

可聴帯域外高域信号生成部 193 は、PCM 信号に加算するための可聴帯域外の高域の信号を PCM 信号に相関を持たせて生成し、加算器 195 に供給する。

#### 【0204】

オーバーサンプリング処理部 194 は、入力端子 191 から入力された量子化周波数 44.1 KHz、量子化語長 16 bit の PCM 信号を、 $2 \times 44.1$  KHz のサンプリング周波数でオーバーサンプリングし、オーバーサンプリング処理出力を加算器 195 に供給する。

#### 【0205】

加算器 195 は、加算用波形生成部 193 からの加算用波形信号とオーバーサンプリング処理部 194 からのオーバーサンプリング出力とを加算し、その加算出力をオーバーサンプリング処理部 196 に送る。

#### 【0206】

オーバーサンプリング処理部 196 は、前記加算出力を  $32 \times 44.1$  KHz のサンプリング周波数でオーバーサンプリングする。よって、このオーバーサンプリング処理部 196 からのオーバーサンプリング出力は、前記量子化周波数 44.1 KHz、量子化語長 16 bit の PCM 信号の 64 倍オーバーサンプリング出力となる。この 64 倍オーバーサンプリング出力は、 $\Delta\Sigma$  変調部 197 に送られ、デルタシグマ変調処理が施されて 1 ビットオーディオ信号となり、出力端子 198 に供給される。

#### 【0207】

この第 3 の実施の形態のデジタルオーディオ信号処理装置 190 は、可聴帯域外高域信号生成手段 193 を、図 45 に示す構成例とする。図 45 に示す構成

例の可聴帯域外高域信号生成手段193を備えるデジタルオーディオ信号処理装置190の具体例(190<sub>1</sub>)を実施例3-1として以下に説明する。

#### 【0208】

この実施例3-1のデジタルオーディオ信号処理装置190<sub>1</sub>は、可聴帯域外高域信号生成部193を、図45に示すように、f特傾き算出部201と、ゲイン算出部202と、ゲイン調整部203と、スペクトルのコピー部204と、スペクトル加算部205と、波形合成部206とから構成している。

#### 【0209】

スペクトルコピー部204は、周波数分析部192からの図46に示す周波数分析結果210から、例えば、15kHz～20kHzまで(図46に斜線で示す)のスペクトルをコピーする。そして、20kHzから25kHzと、25kHzから30kHzと、30kHzから35kHzと、35kHzから40kHzとのそれぞれにコピー出力を行い、各ブロックよりなるスペクトル211を作り出し、ゲイン調整部203に送る。

#### 【0210】

f特傾き算出部201は、図47に示すように、周波数分析部192の周波数分析結果212から、スペクトルコピー部204でコピーした15kHz～20kHzまでのスペクトル(斜線)の傾き213を算出し、ゲイン算出部202に送る。

#### 【0211】

ゲイン算出部202は、図48に示すように、f特傾き算出部201にて前記周波数分析結果214から算出した傾きから、スペクトルコピー部204でのコピーにより生成された各ブロックのスペクトル211に対応したそれぞれのゲイン215を算出し、ゲイン調整部203に送る。

#### 【0212】

ゲイン調整部203は、ゲイン算出部202で算出したゲインに基づいて、スペクトルのコピー部204で生成した各ブロック毎のゲイン215を調整し、図49に示すように、ゲイン調整された各ブロック毎のスペクトル216を生成し、スペクトル加算部205に送る。

## 【0213】

スペクトル加算部205は、前記各ブロック毎のスペクトル216を周波数毎にそれぞれ加算し、波形合成部206に供給する。

## 【0214】

波形合成部206は、スペクトル加算部205で生成されたスペクトルに、例えば、逆FFT処理を施し、周波数スペクトルを時間波形に変換して、加算器195に送る。

## 【0215】

加算器195は、可聴帯域外高域信号生成部193の波形合成部206で生成された時間波形と、オーバーサンプリング処理部194で2倍オーバーサンプリング処理されたPCM信号とを加算する。これにより、図50に示すように、周波数スペクトル217がつながる。

## 【0216】

すなわち、周波数スペクトル上で見ると、図50に示すように、波形合成部206で生成した各ブロック毎のスペクトルは、前記入力端子191から入力されたPCM信号につながる。

## 【0217】

そして、図50に周波数特性217を示した加算器195の加算出力は、オーバーサンプリング処理部196により、 $32 \times 44.1 \text{ KHz}$ のサンプリング周波数でオーバーサンプリングされる。これにより $\Delta\Sigma$ 変調部197には、前記図50に示した周波数特性で、サンプリング周波数が $44.1 \text{ KHz}$ のPCM信号の64倍オーバーサンプリング出力が供給される。

## 【0218】

$\Delta\Sigma$ 変調部197は、前記図6に示す基本的な構成を採る。実際には、図7に示すような5次の構成であり、高音質の1ビットオーディオ信号を出力することができる。この高音質の1ビットオーディオ信号は出力端子198を介してデジタルオーディオ信号処理装置190<sub>1</sub>の出力とされる。

## 【0219】

以上説明した実施例3-1のデジタルオーディオ信号処理装置190<sub>1</sub>は、

元のPCM信号には含まれない可聴帯域外の高域の信号を元PCM信号の $f$ 特から算出した傾きを基に生成し、オーバーサンプリングしたPCM信号に、図50に示すように滑らかにつながるように加算し、その加算出力をさらにオーバーサンプリングした後に、 $\Delta\Sigma$ 変調して1ビットオーディオ信号を生成している。この1ビットオーディオ信号には、PCM信号の周波数帯域を越え、かつPCM信号に相関のある信号が付加されているので、聴覚的な音像の奥行き感が前後に広がるような自然な感じを出すことができる。

## 【0220】

この実施例3-1のデジタルオーディオ信号処理装置190<sub>1</sub>において、オーバーサンプリング処理部194では2倍オーバーサンプリング処理を、オーバーサンプリング処理部196では、32倍オーバーサンプリング処理を行ったが、オーバーサンプリング処理部194では4倍オーバーサンプリング処理を、オーバーサンプリング処理部196では、16倍オーバーサンプリング処理を行ってもよい。また、オーバーサンプリング処理部194では8倍オーバーサンプリング処理を、オーバーサンプリング処理部196でも、8倍オーバーサンプリング処理を行ってもよい。

## 【0221】

また、このデジタルオーディオ信号処理装置190<sub>3</sub>の可聴帯域外高域信号生成部193に、前記実施例2-2で説明したようなスペクトル加算部135と、掛け算器138と、出力端子136と、入力端子139と、合成係数 $k$ の入力端子137とを新たに加えて、他のチャンネル $ch2$ で生成したスペクトル情報を合成し、合成率を制御することにより、PCM信号に付加する高域信号のチャンネル間の分離度を制御できるようにしてもよい。

## 【0222】

したがって、実施例3-1の説明からも明かなように、第3の実施の形態のデジタルオーディオ信号処理装置190は、可聴帯域外高域信号生成部193を備え、元のPCM信号の周波数分析結果をコピーすることによって、PCM信号には含まれない可聴帯域外の高域の信号を発生させ、元の信号に加算してから $\Delta\Sigma$ 変調している。

これにより、第3の実施の形態は、聴覚的な音像のそれぞれの奥行き感が前後に広がり、ステレオ感も左右に広がり、音の分離が良くなる1ビットオーディオ信号を生成することができる。また、この1ビットオーディオ信号によれば、微妙な音も再現され、例えばホールなどのバックグラウンドノイズも聞き取れるようになるため雰囲気によりよくなる。また、脳は測定を行うと $\alpha$ 波の発生が確認され、心地良さが増すという結果も得られた。

## 【 0 2 2 3 】

## 【発明の効果】

本発明のデジタル信号処理装置及び方法は、第1のオーバーサンプリング処理によるマルチビットデジタル信号に、ノイズレベルが正規化されたディザ信号を可聴帯域外の高域信号として滑らかにつなげた加算出力を、第2のオーバーサンプリング処理によりオーバーサンプリングしてから $\Delta\Sigma$ 変調して1ビットオーディオ信号を生成する。このように、元のPCM信号には含まれない可聴帯域外の高域の信号をディザ信号によって発生させ、元の信号に加算し1ビットオーディオ信号とするので、聴覚的な音像のそれぞれの奥行き感が前後に広がり、ステレオ感も左右に広がり、音の分離が良くなる。さらに、微妙な音も再現され、例えばホールなどのバックグラウンドノイズも聞き取れるようになるため雰囲気がよくなる。また、脳は測定を行うと $\alpha$ 波の発生が確認され、心地良さが増すという結果も得られた。

## 【 0 2 2 4 】

本発明のデジタル信号処理装置及び方法によれば、周波数分析処理で得られた周波数分析結果に基づいて可聴帯域外の高域信号のスペクトルを発生し、このスペクトルのノイズレベルを正規化してから、時間波形信号として、第1のオーバーサンプリング処理によるマルチビットデジタル信号に滑らかにつなげ、その加算出力を、第2のオーバーサンプリング処理によりオーバーサンプリングしてから $\Delta\Sigma$ 変調して1ビットオーディオ信号を生成する。このように、元のPCM信号には含まれない可聴帯域外の高域の信号を元のPCM信号の周波数分析処理結果から発生して、元のPCM信号に加算して1ビットオーディオ信号とするので、聴覚的な音像のそれぞれの奥行き感が前後に広がり、ステレオ感も左右に



広がり、音の分離が良くなる。さらに、微妙な音も再現され、例えばホールなどのバックグラウンドノイズも聞き取れるようになるため雰囲気がよくなる。また、高域信号を左右のチャンネルで合成することにより、これらの効果をコントロールすることが可能となる。また、脳は測定を行うと $\alpha$ 波の発生が確認され、心地良さが増すという結果も得られた。

#### 【 0 2 2 5 】

本発明のデジタル信号処理装置及び方法によれば、周波数分析処理で得られた周波数分析結果をコピーして可聴帯域外の高域信号を発生し、第1のオーバーサンプリング処理によるマルチビットデジタル信号に滑らかにつなげ、その加算出力を、第2のオーバーサンプリング処理によりオーバーサンプリングしてから $\Delta\Sigma$ 変調して1ビットオーディオ信号を生成する。このように、元のPCM信号には含まれない可聴帯域外の高域の信号を元のPCM信号の周波数分析処理結果からコピーして発生し、元のPCM信号に加算して1ビットオーディオ信号とするので、聴覚的な音像のそれぞれの奥行き感が前後に広がり、ステレオ感も左右に広がり、音の分離が良くなる。さらに、微妙な音も再現され、例えばホールなどのバックグラウンドノイズも聞き取れるようになるため雰囲気がよくなる。また、高域信号を左右のチャンネルで合成することにより、これらの効果をコントロールすることが可能となる。また、脳は測定を行うと $\alpha$ 波の発生が確認され、心地良さが増すという結果も得られた。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【図1】

本発明の第1の実施の形態が含まれる、高速1ビット・オーディオ信号生成システムの構成を示すブロック図である。

##### 【図2】

第1の実施の形態のデジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

##### 【図3】

第1の実施の形態の第1実施例（実施例1-1）となる、デジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 4】

実施例 1 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する B P フィルタ特性発生部が発生する B P フィルタ特性を示す周波数特性図である。

【図 5】

実施例 1 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する加算器の加算出力を周波数スペクトル上に示した周波数特性図である。

【図 6】

実施例 1 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を含め、すべての実施例を構成する  $\Delta \Sigma$  変調部のブロック図である。

【図 7】

5 次の  $\Delta \Sigma$  変調部を示す回路図である。

【図 8】

実施例 1 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する二つのオーバーサンプリング処理部での倍数を変えたときの前記 B P フィルタ特性発生部が発生する B P フィルタ特性を示す周波数特性図である。

【図 9】

前記図 8 に示した場合の、実施例 1 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する加算器の加算出力を周波数スペクトル上に示した周波数特性図である。

【図 1 0】

第 1 の実施の形態の第 2 実施例（実施例 1 - 2）となる、デジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 1 1】

実施例 1 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する  $1/f$  フィルタ特性発生部が発生する  $1/f$  フィルタ特性を示す周波数特性図である。

【図 1 2】

実施例 1 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成するフィルタ処理部のフィルタ処理出力の周波数特性図である。

【図 1 3】

実施例 1 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する加算器の加算出力を周波数スペクトル上に示した周波数特性図である。

【図 1 4】

実施例 1 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置の要部の変形例を示すブロック図である。

【図 1 5】

実施例 1 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置の要部の他の変形例を示すブロック図である。

【図 1 6】

第 1 の実施の形態の第 3 実施例（実施例 1 - 3）となる、デジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 1 7】

実施例 1 - 3 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する F 特傾き算出部の傾き算出処理を説明するための周波数特性図である。

【図 1 8】

実施例 1 - 3 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成するフィルタ特性発生部が発生するフィルタ特性を示す周波数特性図である。

【図 1 9】

実施例 1 - 3 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成するフィルタ処理部のフィルタ処理出力の周波数特性図である。

【図 2 0】

実施例 1 - 3 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する加算器の加算出力を周波数スペクトル上に示した周波数特性図である。

【図 2 1】

第 2 の実施の形態のデジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 2 2】

第 2 の実施の形態の第 1 実施例（実施例 2 - 1）となる、デジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 2 3】

実施例 2 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成するパワースペクトル算出部が算出したパワー周波数スペクトルを示す周波数特性図である。

【図 2 4】

実施例 2 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する主要スペクトル選択部が選択したパワー周波数スペクトルを示す周波数特性図である。

【図 2 5】

実施例 2 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する倍音スペクトル発生部が発生した倍音スペクトルを示す周波数特性図である。

【図 2 6】

実施例 2 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する加算器の加算出力を周波数スペクトル上に示した周波数特性図である。

【図 2 7】

第 2 の実施の形態の第 2 実施例（実施例 2 - 2）となる、デジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 2 8】

実施例 2 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置を二つ用いて  $ch1$ 、 $ch2$  の 1 ビットオーディオ信号を出力するシステムの構成図である。

【図 2 9】

第 2 の実施の形態の第 3 実施例（実施例 2 - 3）となる、デジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 3 0】

実施例 2 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する  $1/f$  フィルタ特性発生部が発生する  $1/f$  フィルタ特性を示す周波数特性図である。

【図 3 1】

実施例 2 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する掛け算器のスペクトル出力を示す周波数特性図である。

【図 3 2】

実施例 2 - 2 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する加算器の加算出

力を周波数スペクトル上に示した周波数特性図である。

【図 3 3】

第 2 の実施の形態の第 4 実施例（実施例 2 - 4）となる、デジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 3 4】

実施例 2 - 4 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する F 特傾き算出部の傾き算出処理を説明するための周波数特性図である。

【図 3 5】

実施例 2 - 4 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成するフィルタ特性発生部が発生するフィルタ特性を示す周波数特性図である。

【図 3 6】

実施例 2 - 4 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成するフィルタ処理部のフィルタ処理出力の周波数特性図である。

【図 3 7】

実施例 2 - 4 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する加算器の加算出力を周波数スペクトル上に示した周波数特性図である。

【図 3 8】

第 2 の実施の形態の第 5 実施例（実施例 2 - 5）となる、デジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 3 9】

実施例 2 - 5 のデジタル信号処理装置を構成する、パワー比較部における比較結果が “ 1 ” の場合の、加算器の出力の周波数特性図である。

【図 4 0】

実施例 2 - 5 のデジタル信号処理装置を構成する、パワー比較部における比較結果が “ 0 ” の場合の、加算器の出力の周波数特性図である。

【図 4 1】

第 2 の実施の形態の第 6 実施例（実施例 2 - 6）となる、デジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 4 2】

実施例 2 - 6 のデジタル信号処理装置を構成する、パワー算出部のパワー値に応じて傾き係数発生部が“1”に近い係数を発生したときの、加算器の出力の周波数特性図である。

【図 4 3】

実施例 2 - 6 のデジタル信号処理装置を構成する、パワー算出部のパワー値に応じて傾き係数発生部が“0”に近い係数を発生したときの、加算器の出力の周波数特性図である。

【図 4 4】

第 3 の実施の形態のデジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 4 5】

第 3 の実施の形態の第 1 実施例（実施例 3 - 1）となる、デジタルオーディオ信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図 4 6】

実施例 3 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する、スペクトルのコピー部の処理を説明するための周波数特性図である。

【図 4 7】

実施例 3 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する、f 特傾き算出部における傾き算出処理を説明するための周波数特性図である。

【図 4 8】

実施例 3 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する、ゲイン算出部におけるゲイン算出処理を説明するための周波数特性図である。

【図 4 9】

実施例 3 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する、ゲイン調整部におけるゲイン調整処理を説明するための周波数特性図である。

【図 5 0】

実施例 3 - 1 のデジタルオーディオ信号処理装置を構成する、加算器の加算出力の周波数特性図である。

【符号の説明】

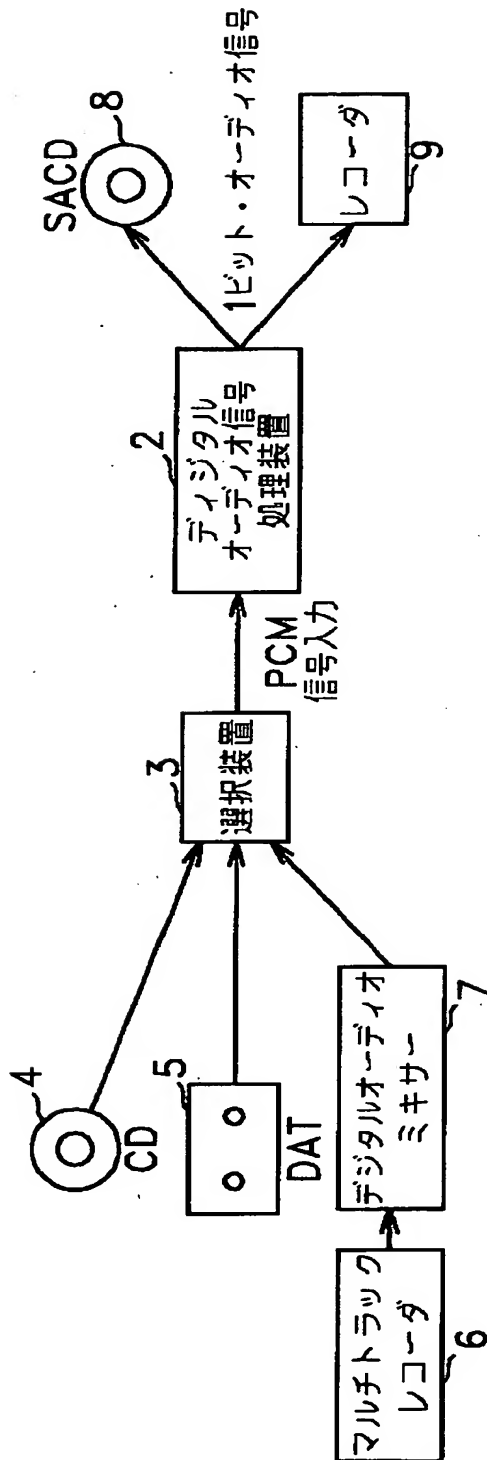
1 高速1ビット・オーディオ信号生成システム、2, 110, 190 デジタルオーディオ信号処理装置、12, 112, 192 周波数分析部、13, 113 パワー算出部、14 ディザ信号発生部、15, 115 パワー算出部、16 正規化部、21, 117, 194 オーバーサンプリング処理部、22, 118, 195 加算器、23, 119, 196 オーバーサンプリング処理部、24, 120, 197  $\Delta\Sigma$ 変調部、114 スペクトル発生部、116 正規化&波形合成部、193 可聴帯域外高域信号生成部

【書類名】

図面

【図 1】

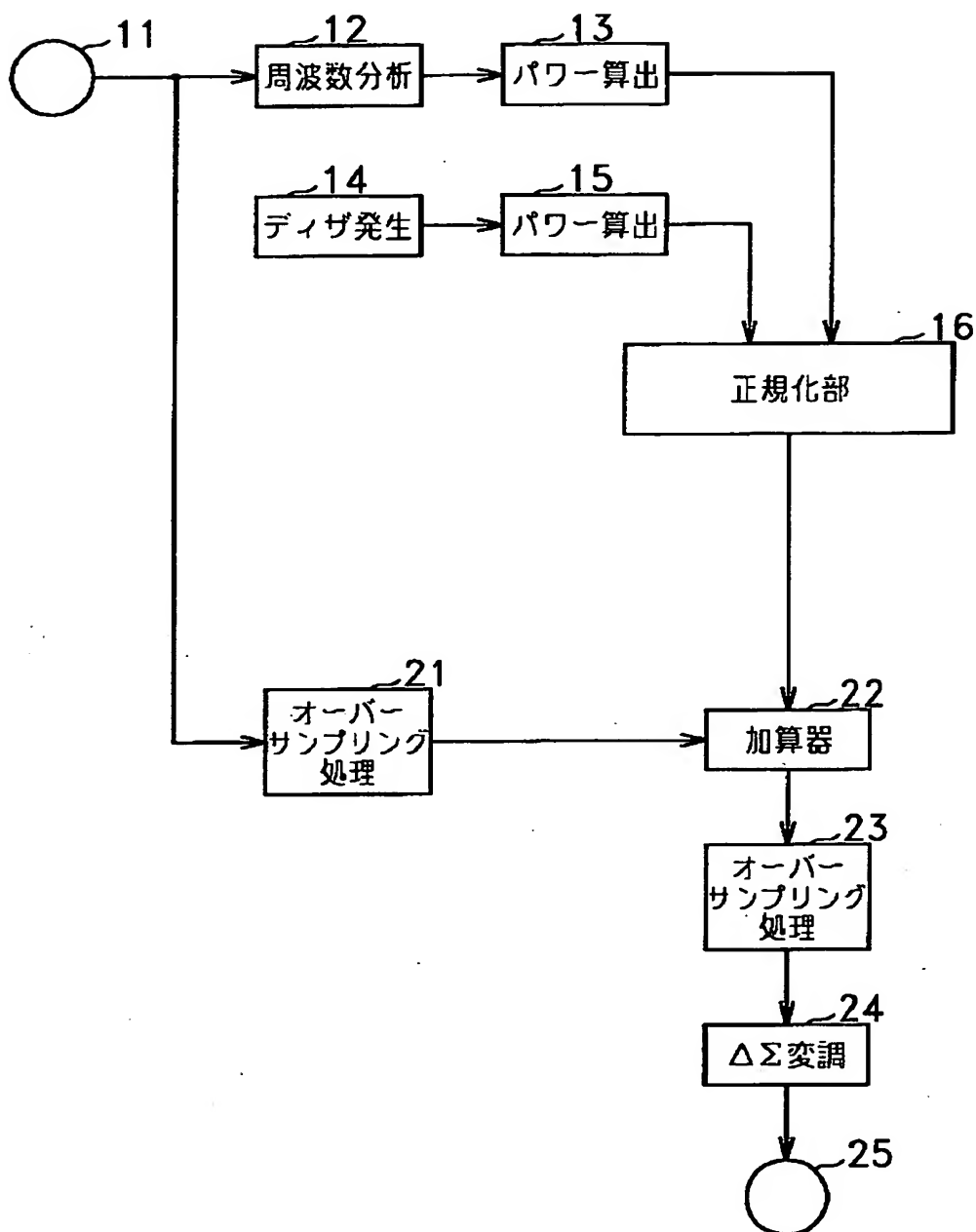
1 高速1ビット・オーディオ信号生成システム





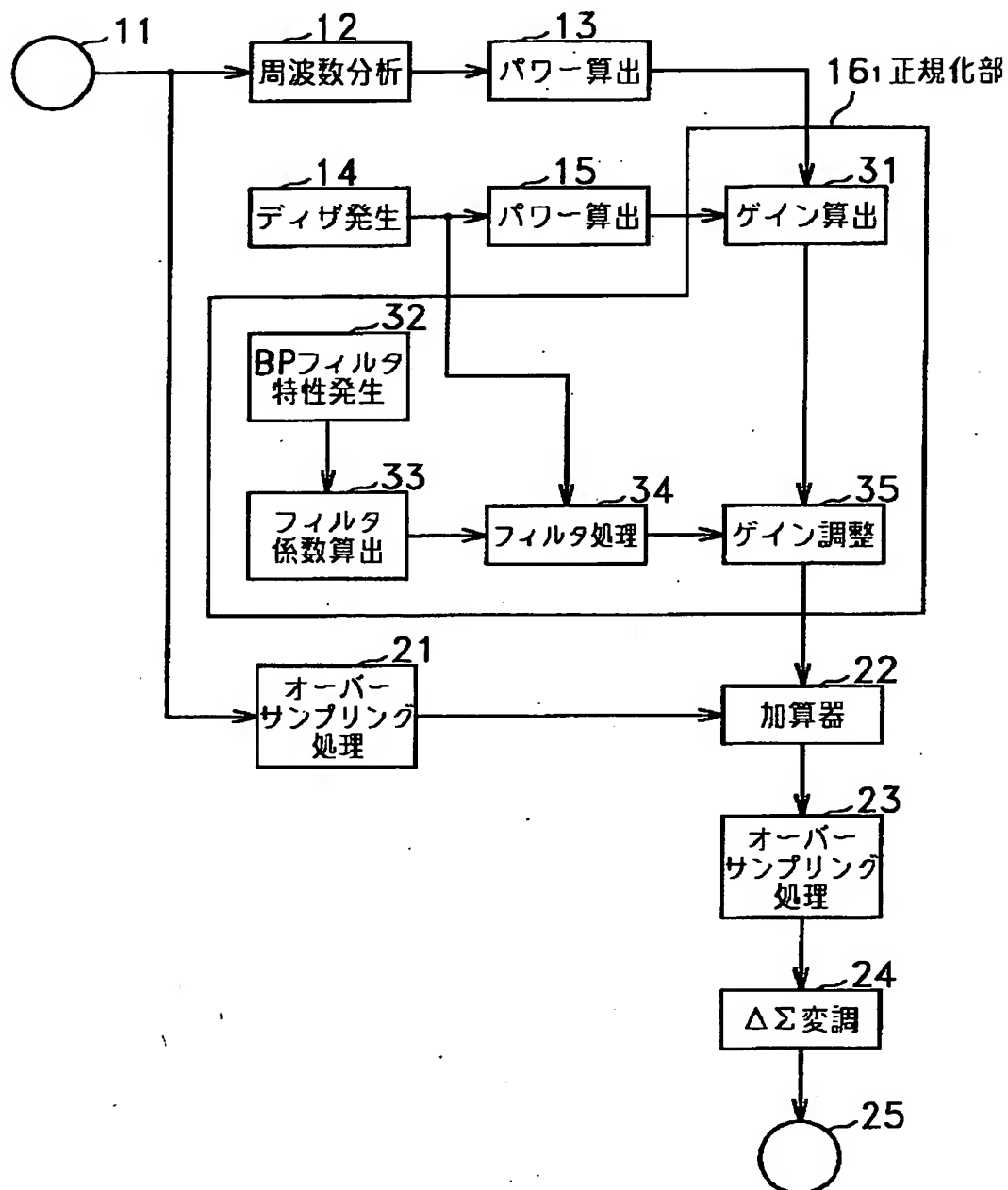
【図 2】

2 デジタルオーディオ信号処理装置

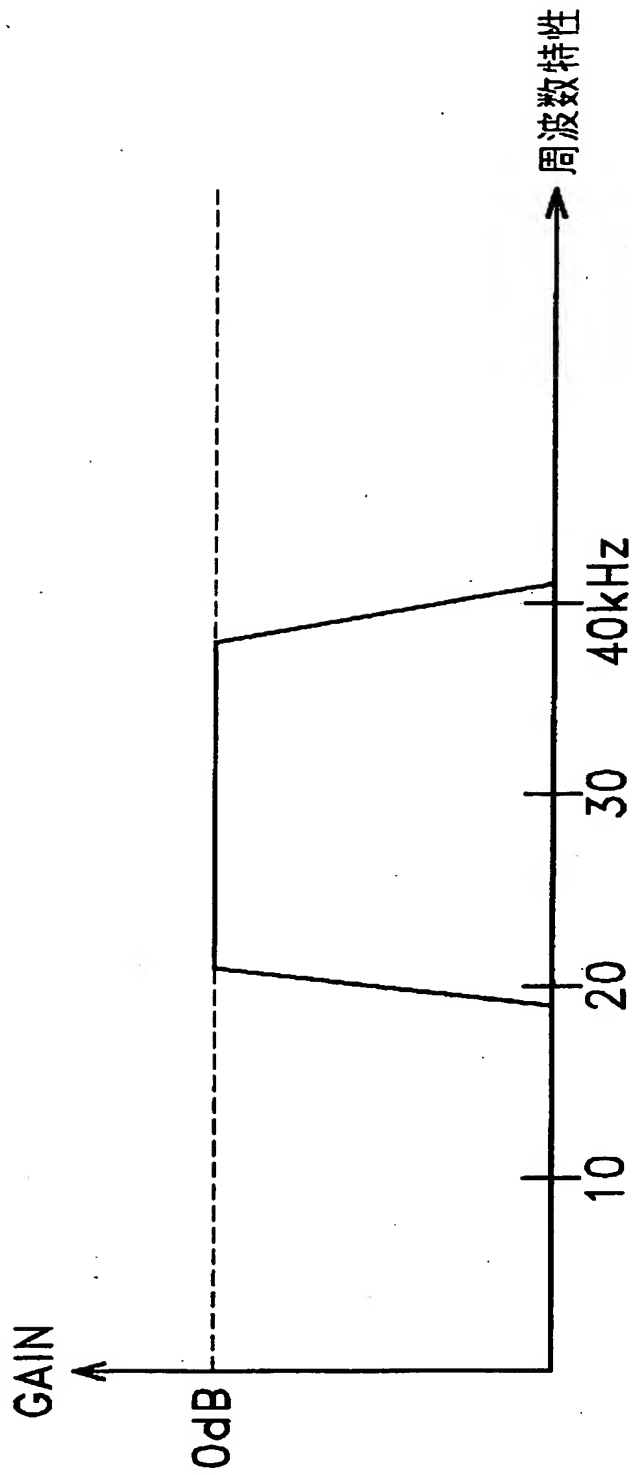


【図3】

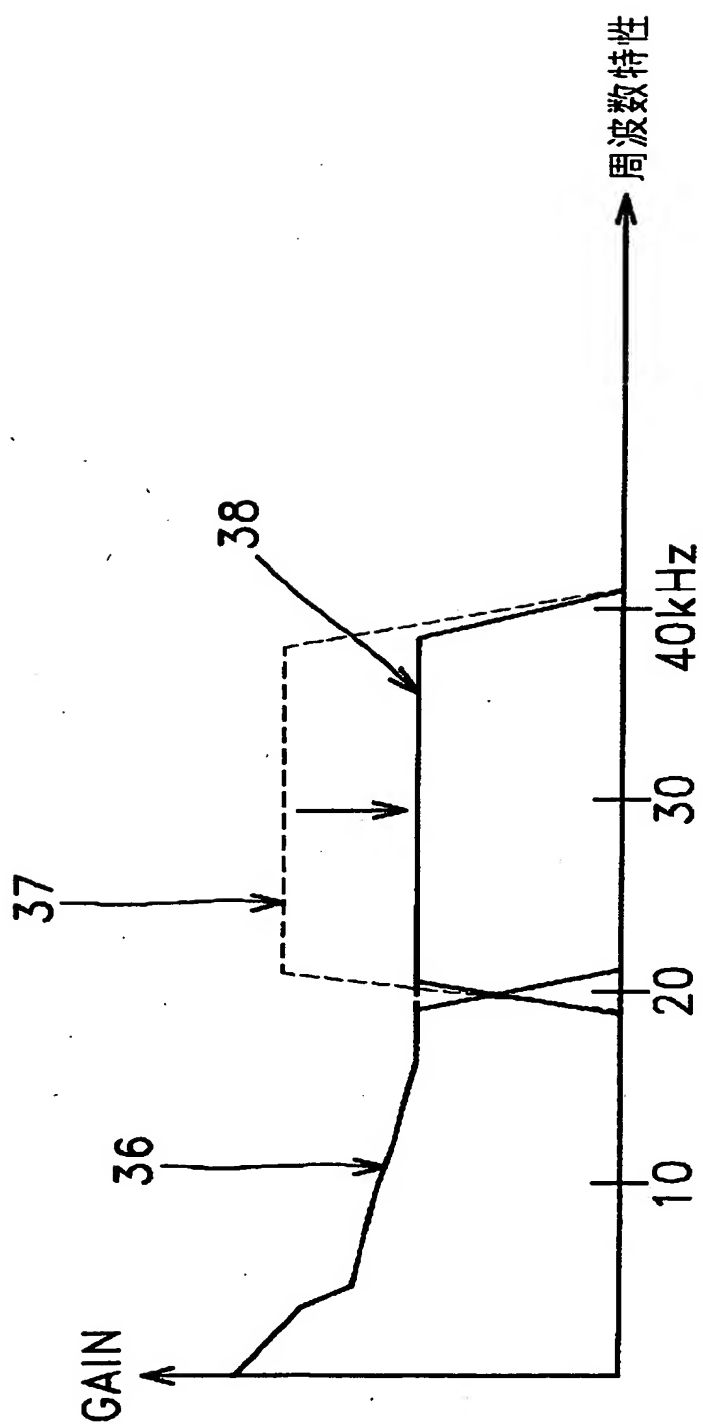
2<sub>1</sub> デジタルオーディオ信号処理装置



【図4】

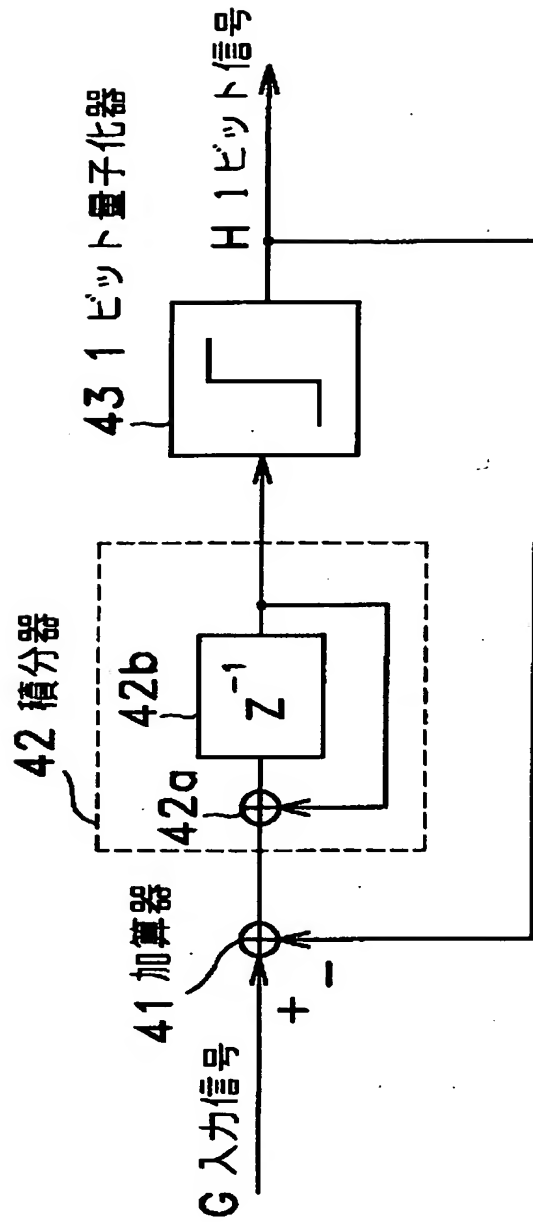


【図 5】

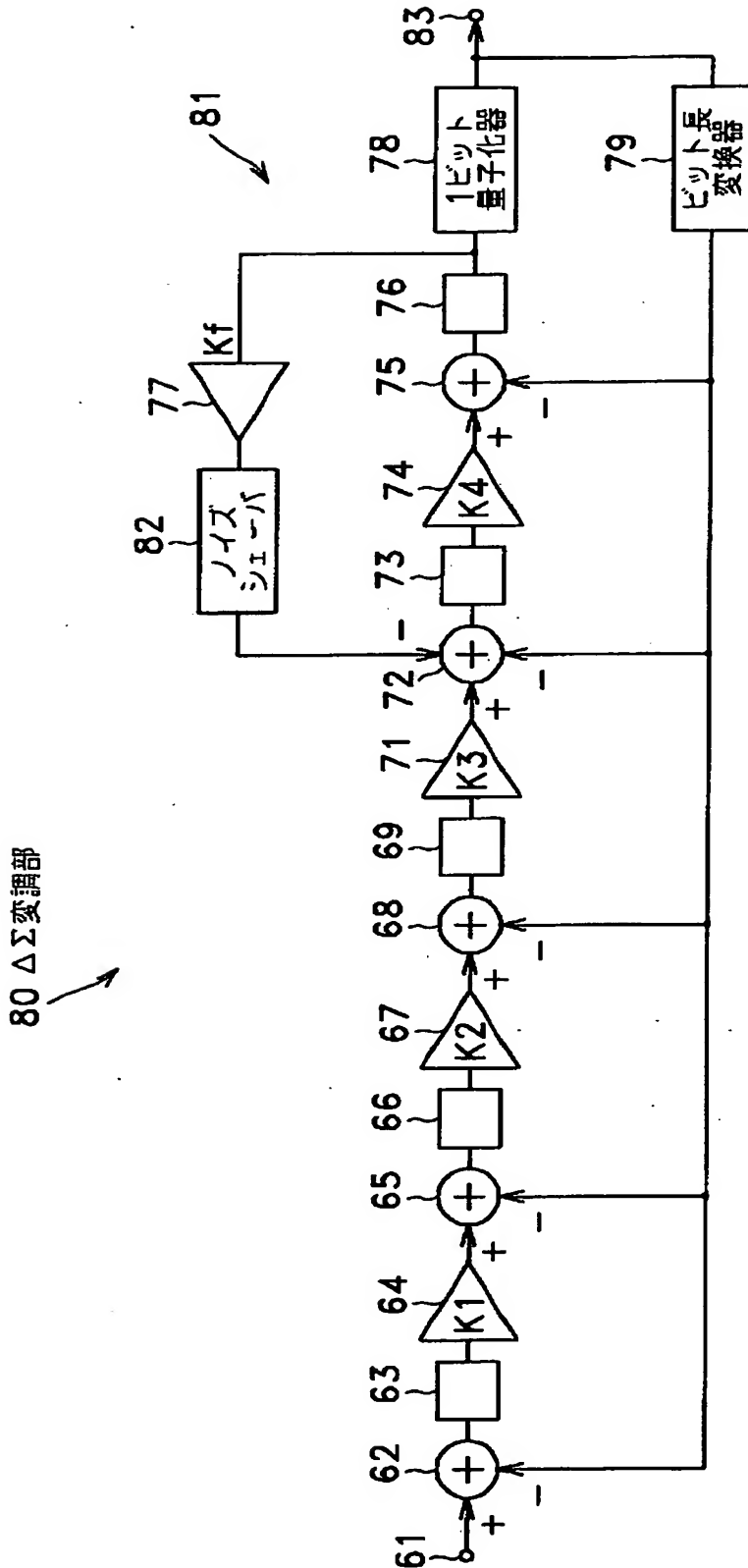


【図6】

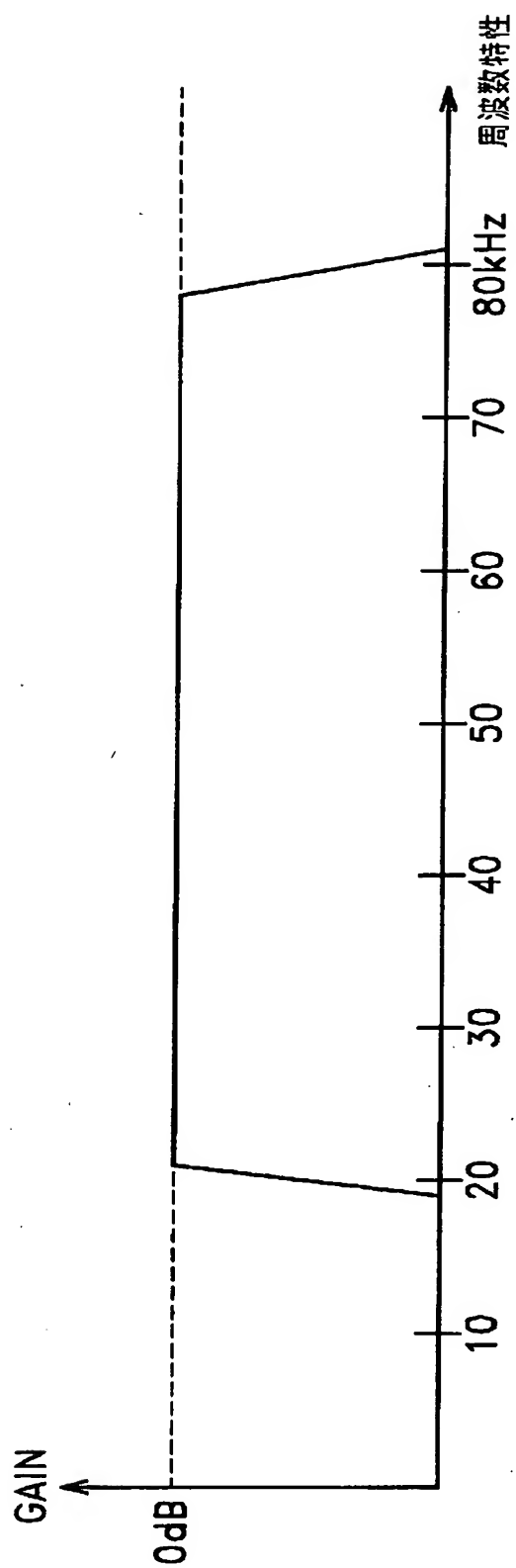
24  $\Delta\Sigma$  変調部



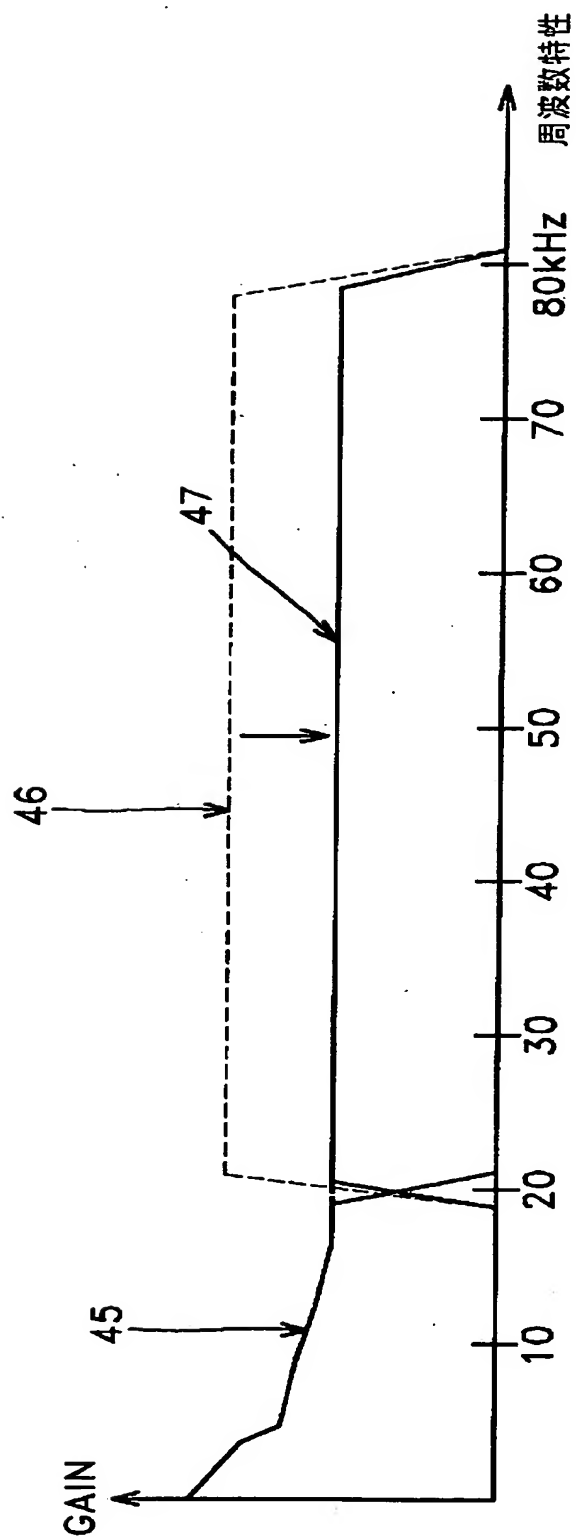
【図7】



【図 8】



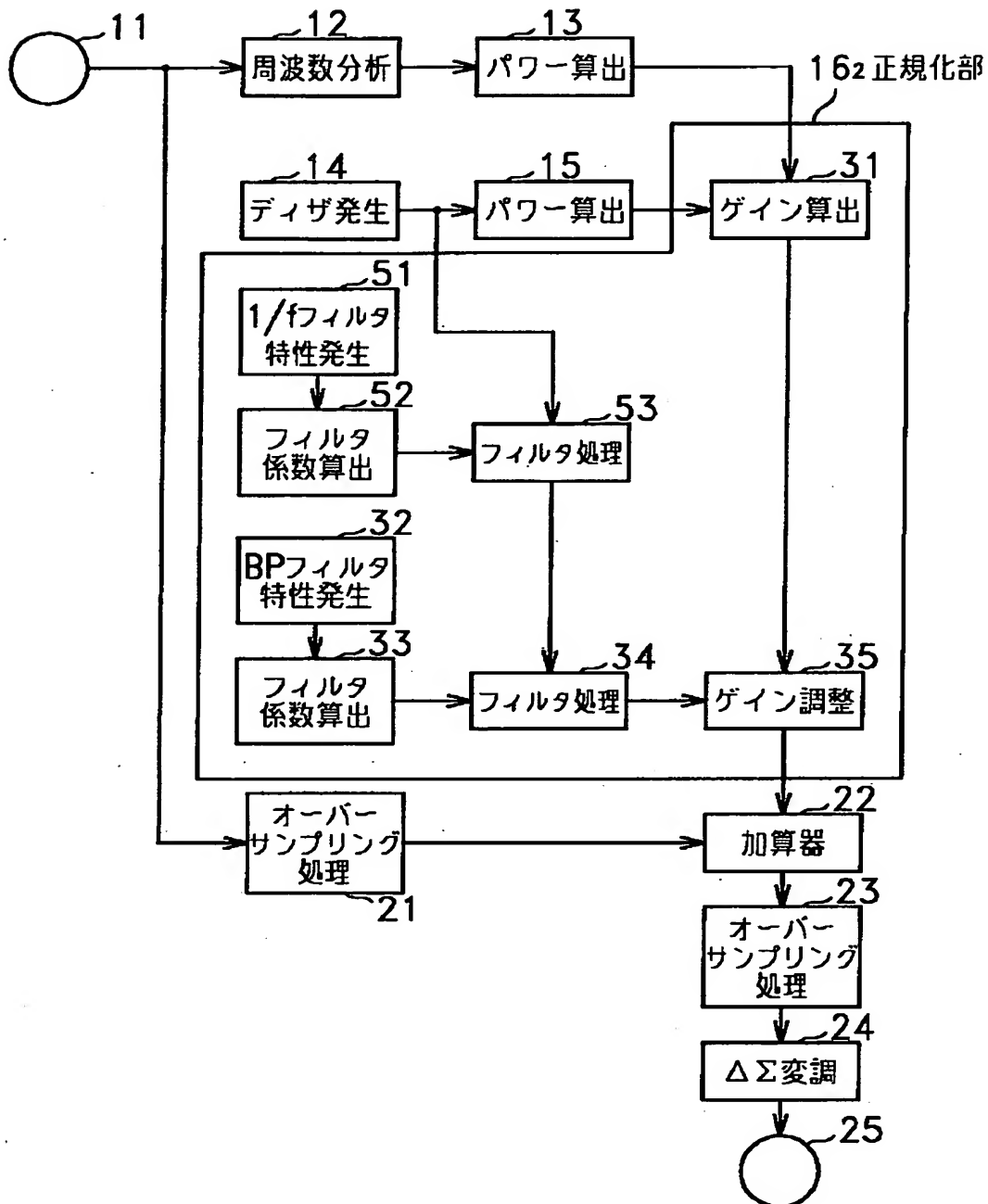
【図9】



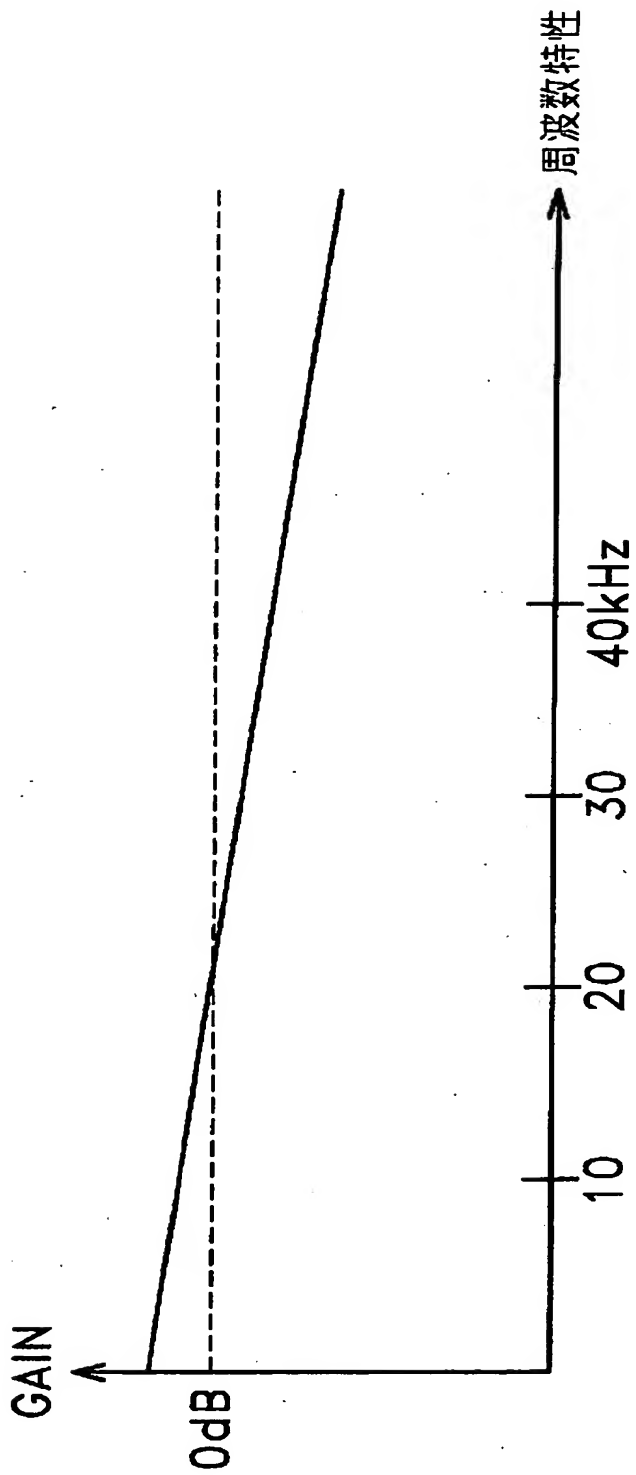


【図 10】

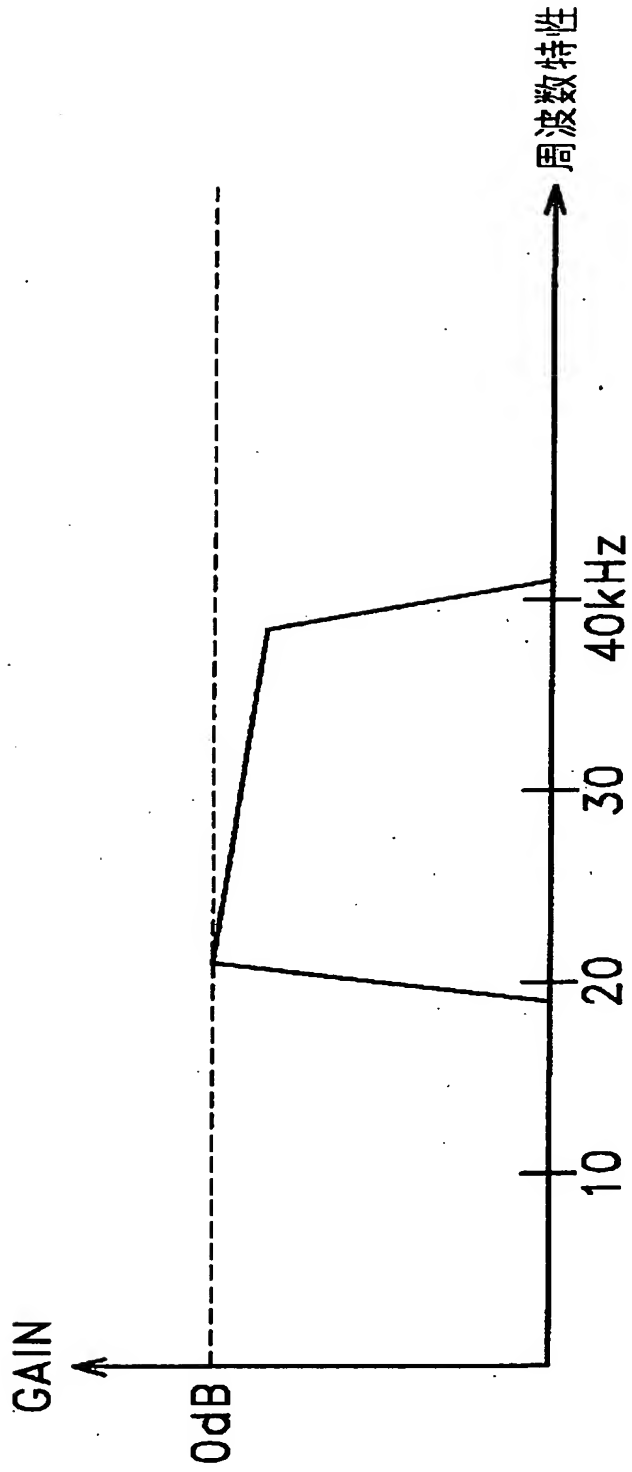
2<sub>2</sub> デジタルオーディオ信号処理装置



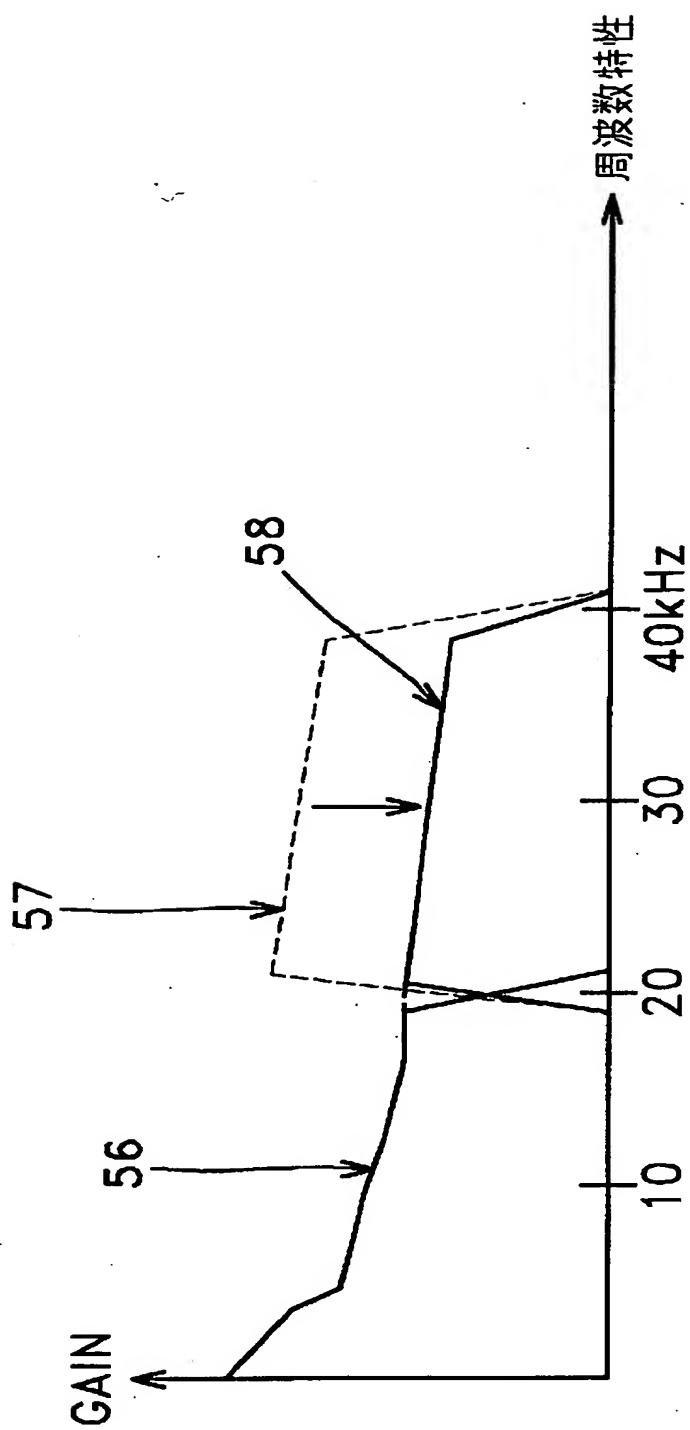
【図 11】



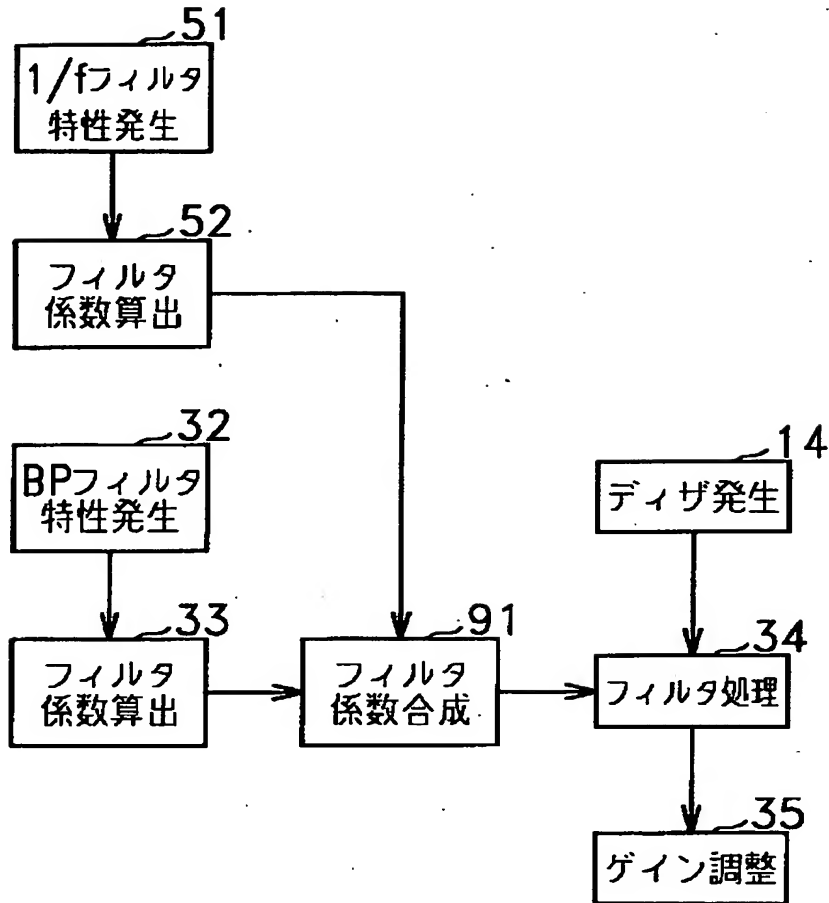
【図 1 2】



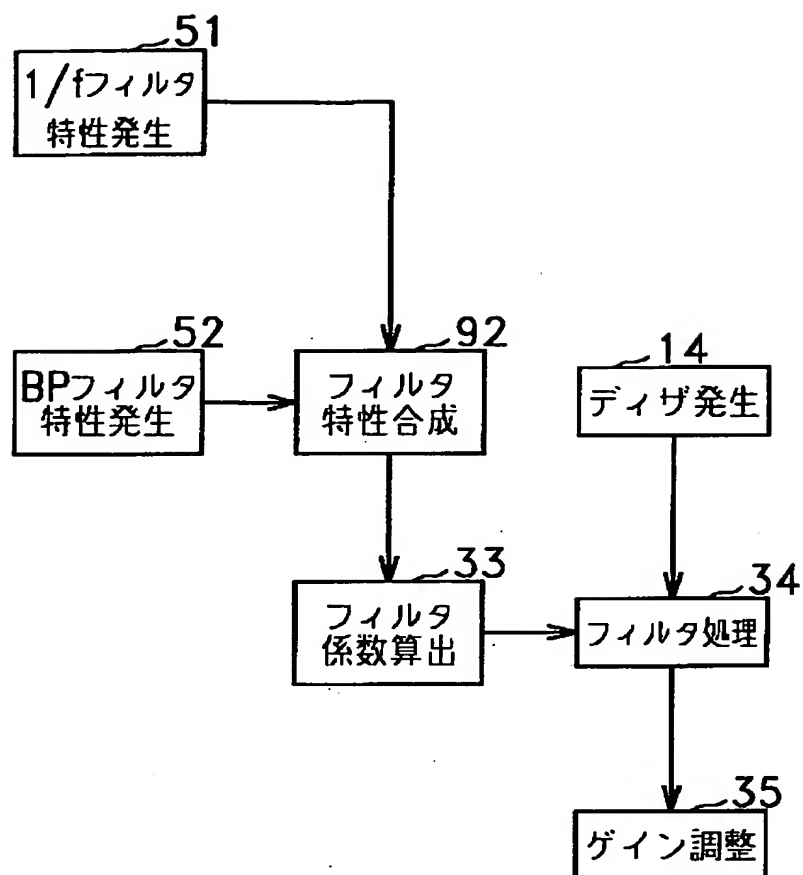
【図13】



【図 1 4】

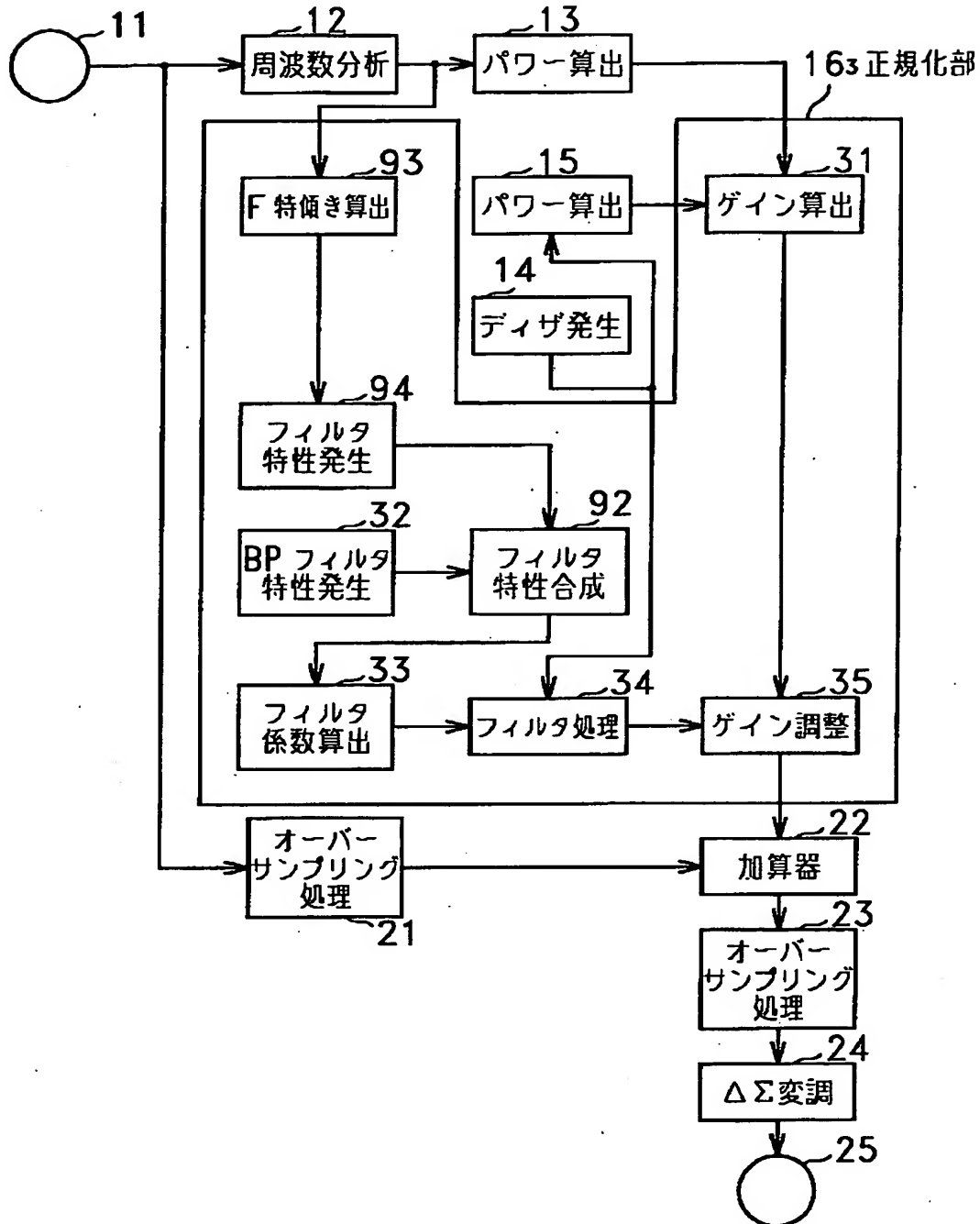


【図15】

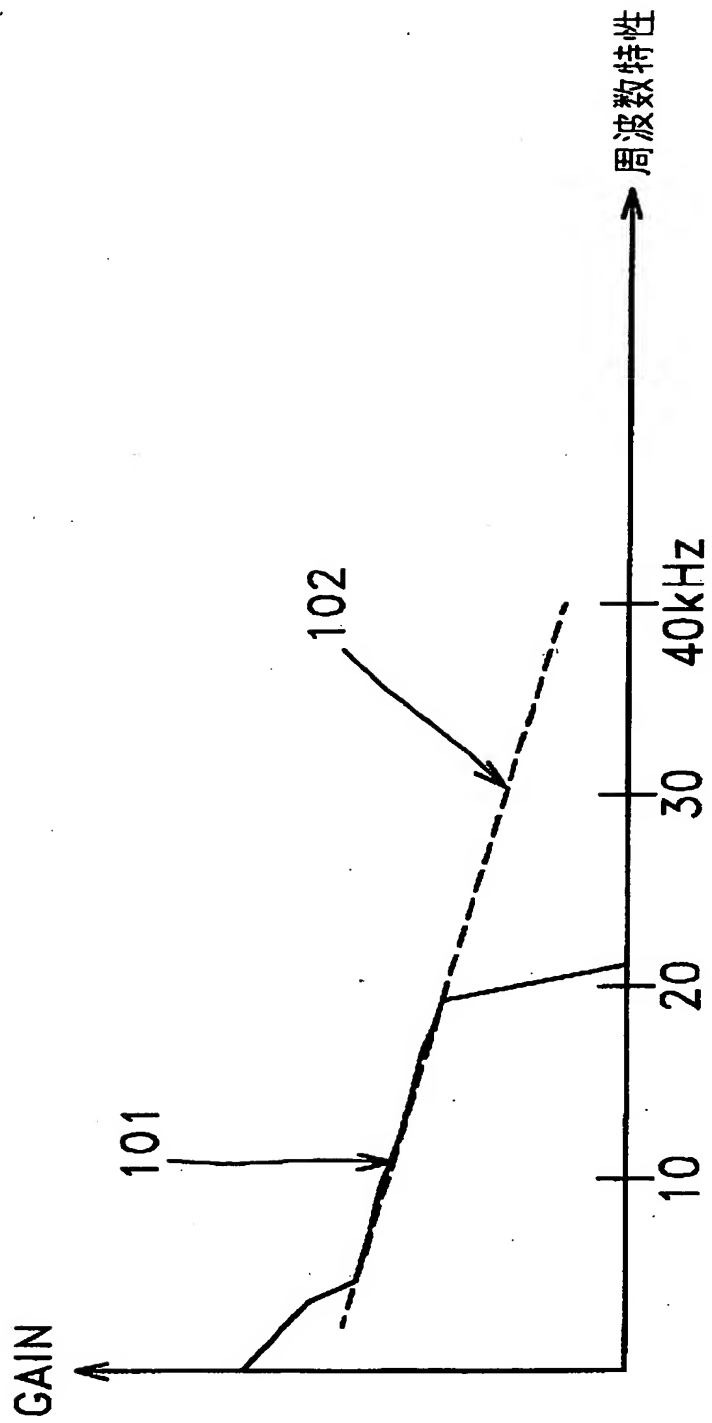


【図 1 6】

2<sub>3</sub> デジタルオーディオ信号処理装置

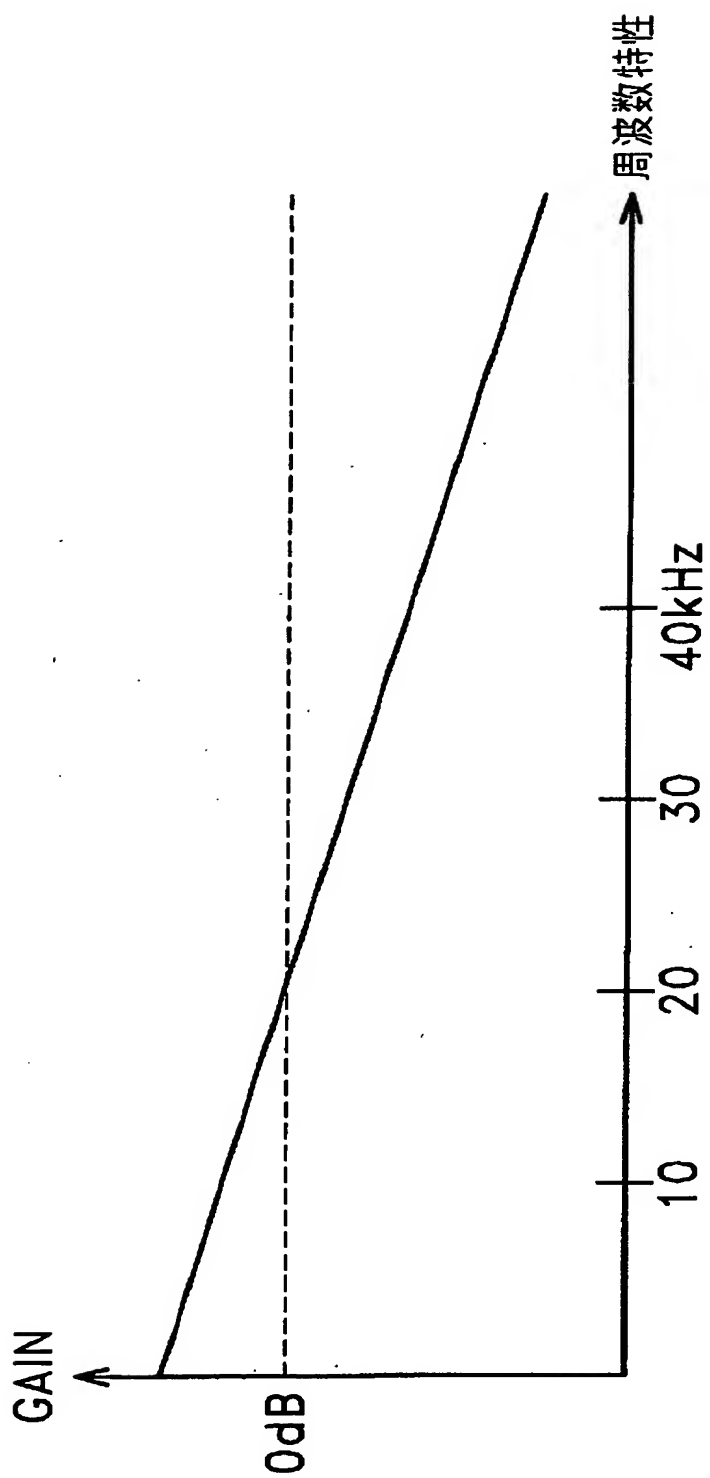


【図17】

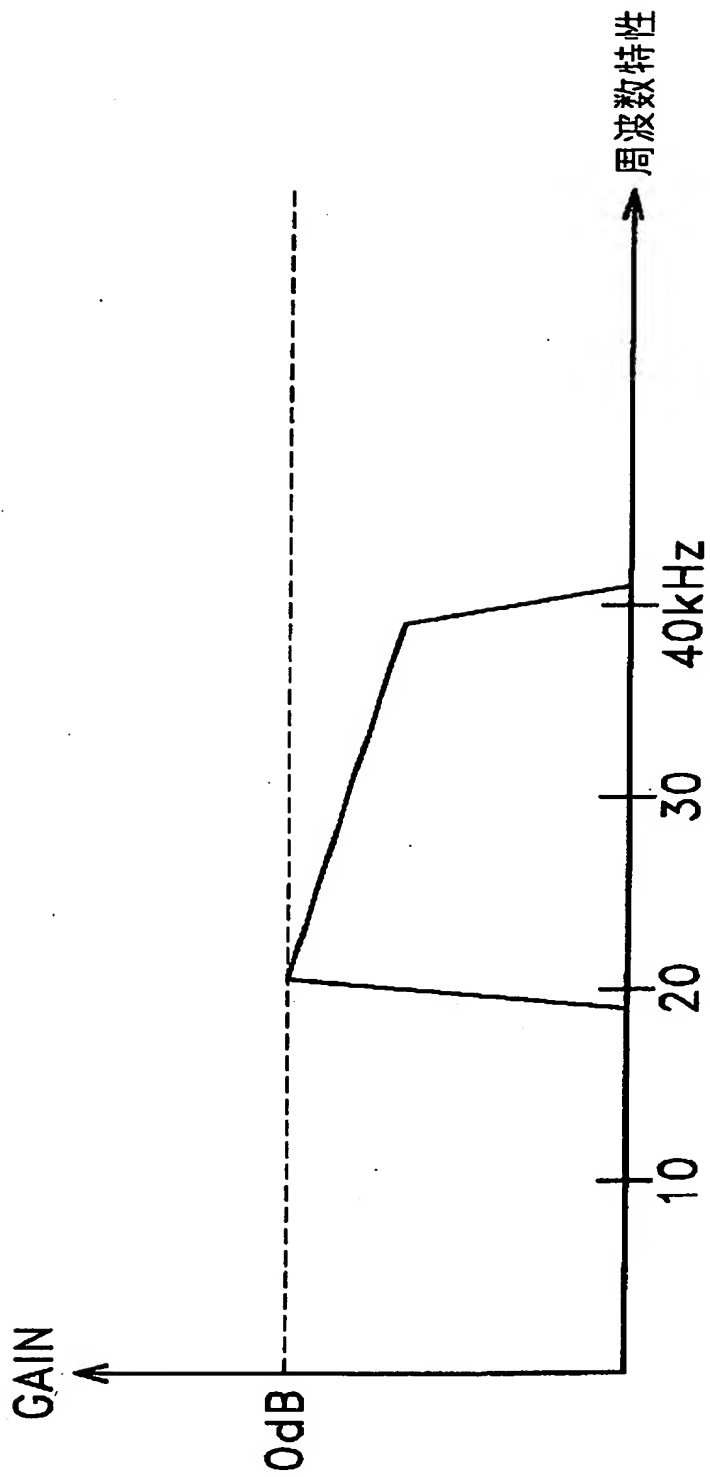




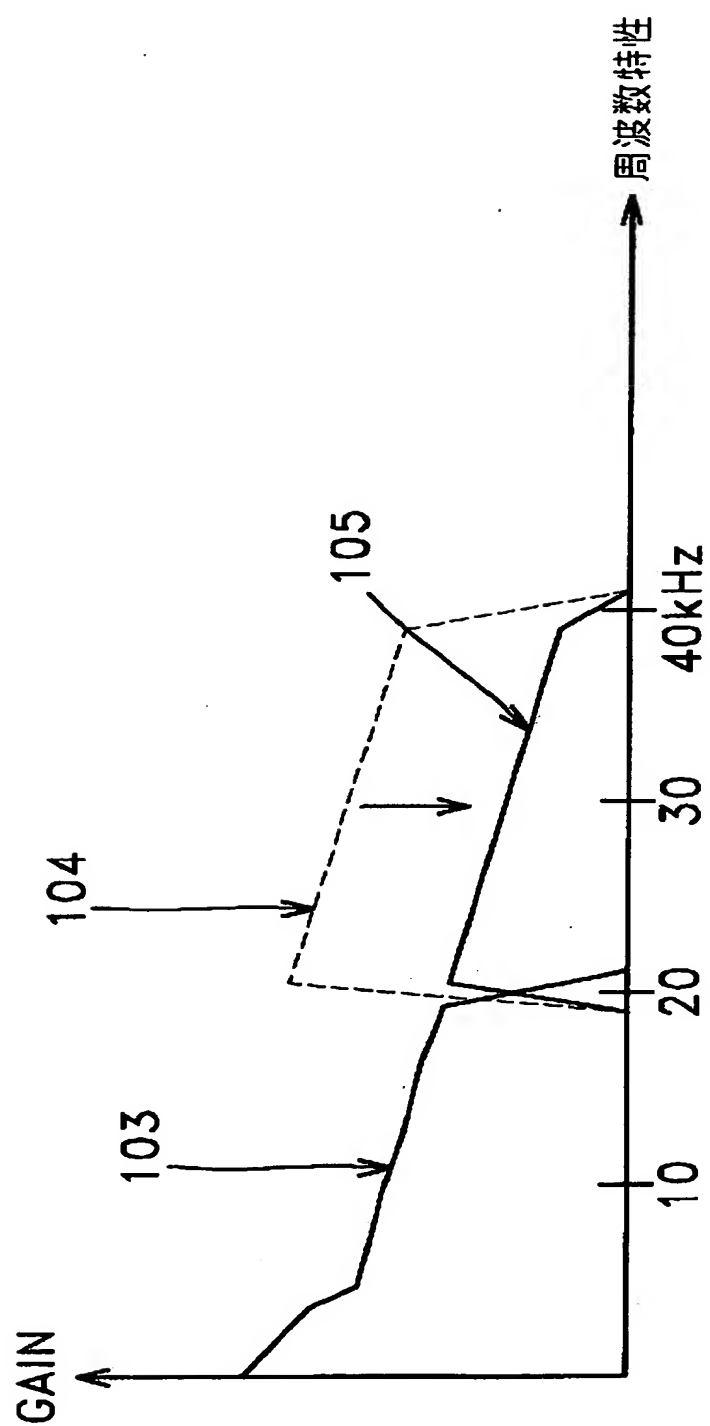
【図18】



【図19】

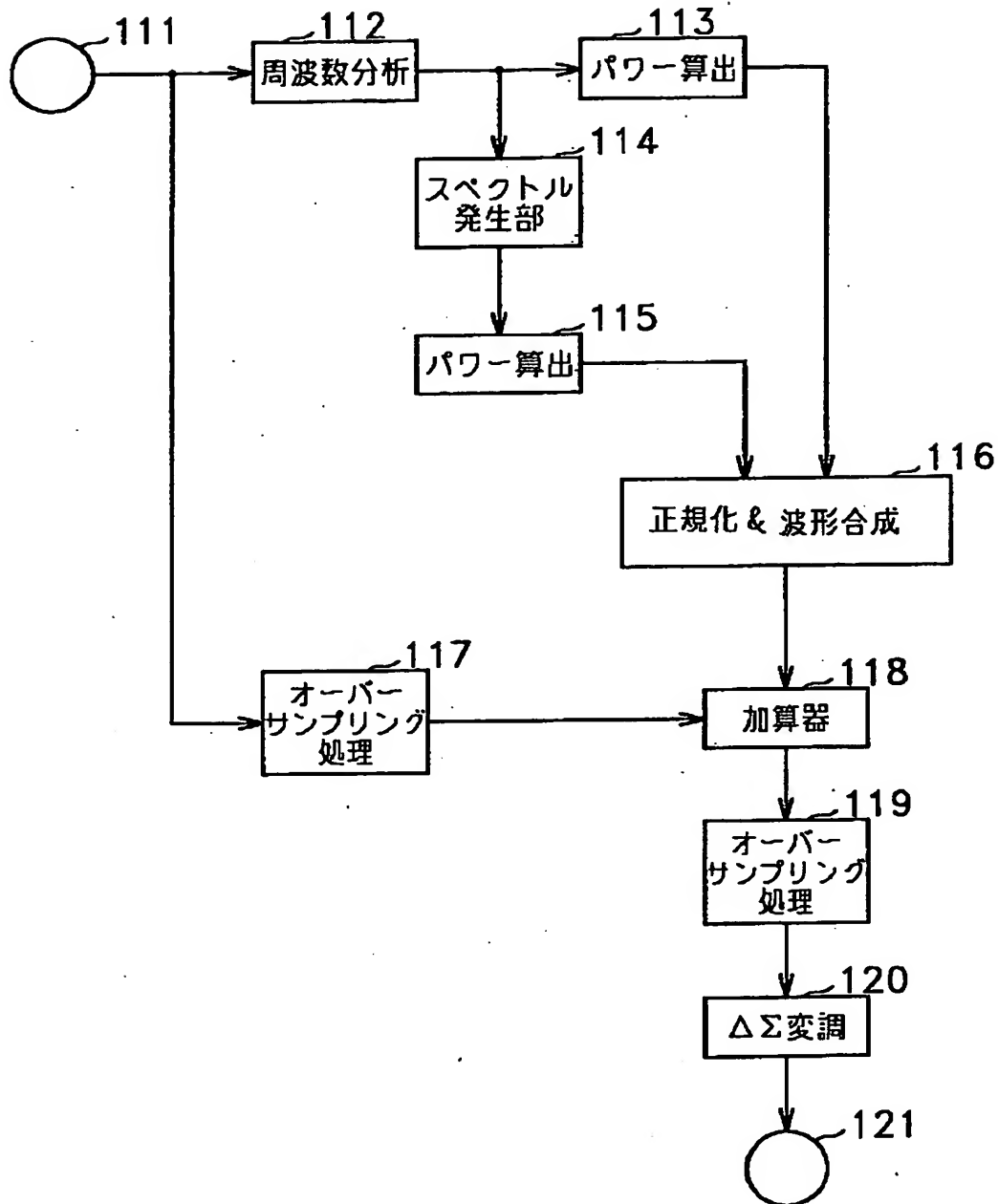


【図 20】



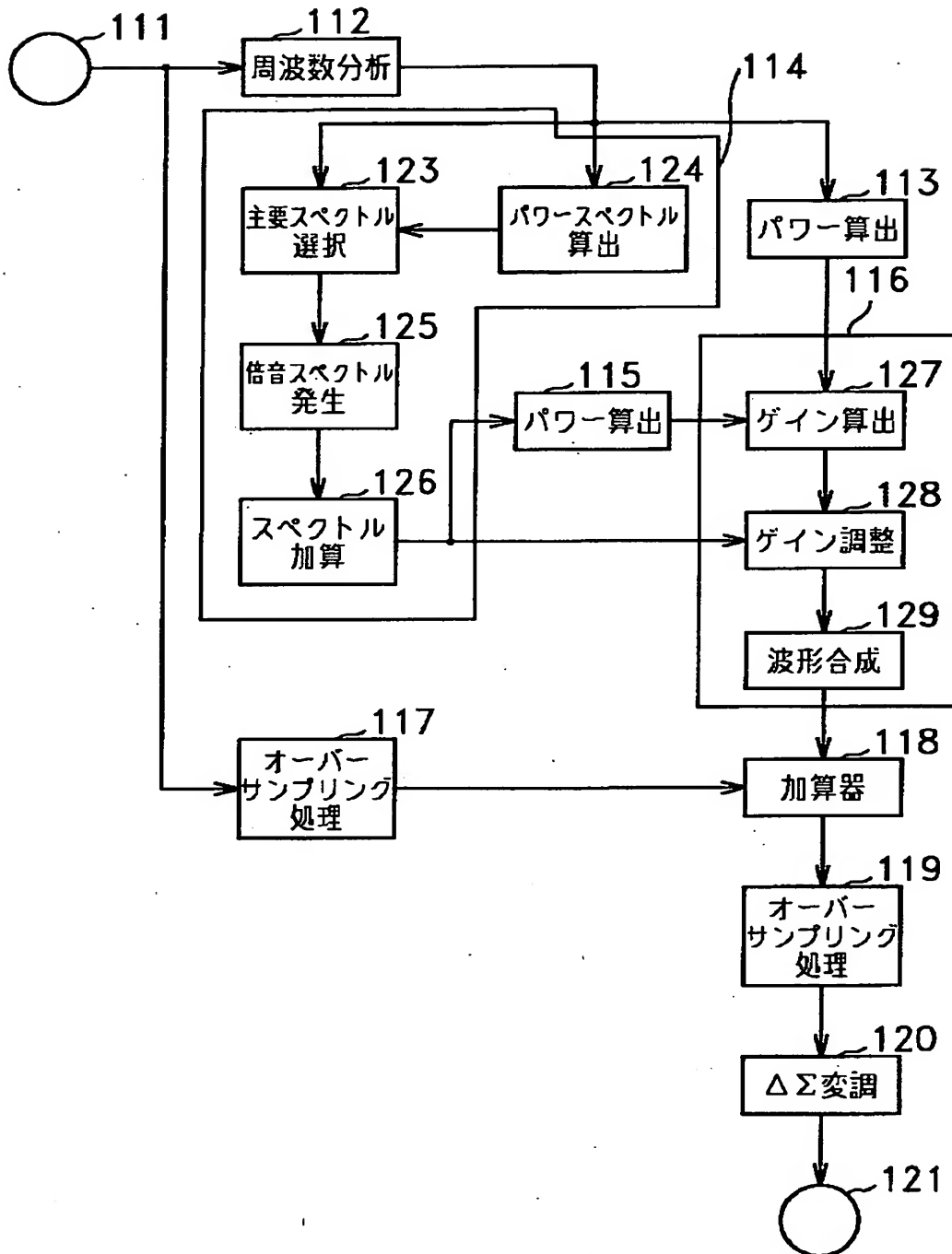
【図 21】

110 デジタルオーディオ信号処理装置

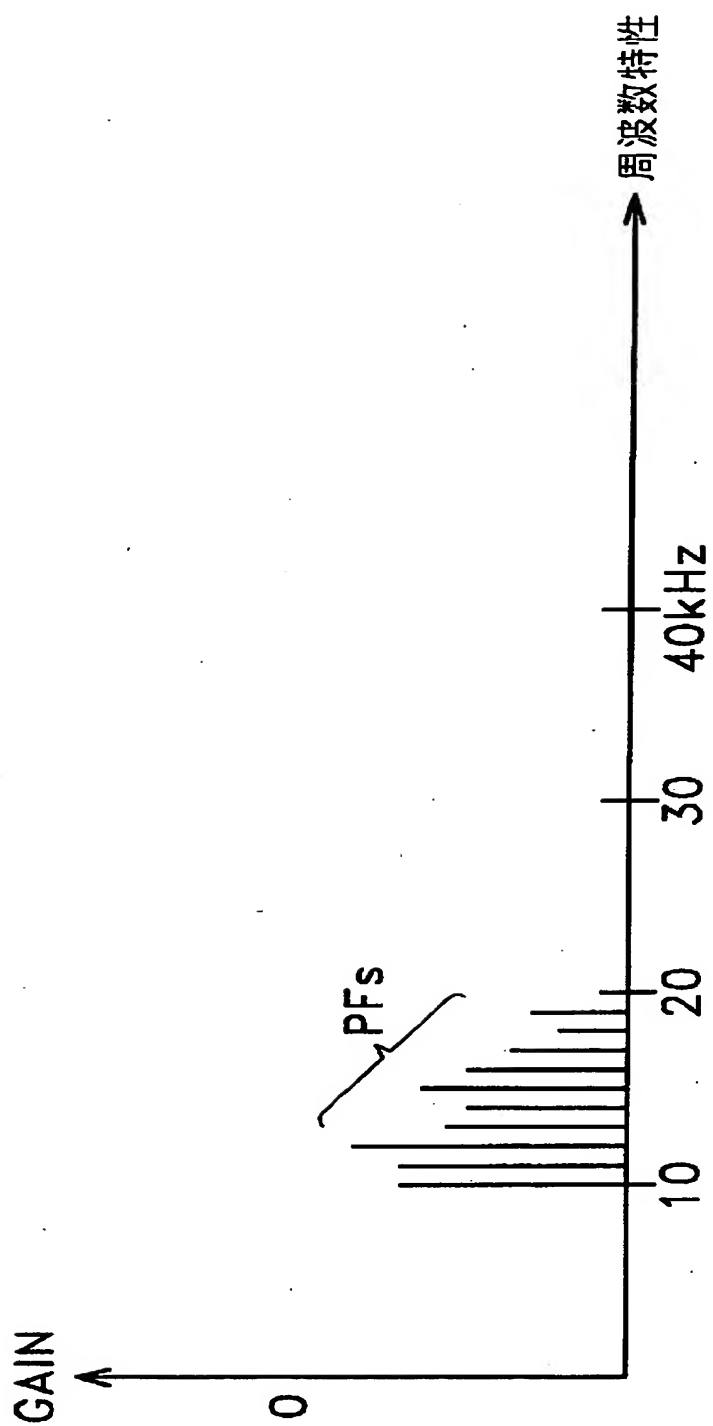


【図22】

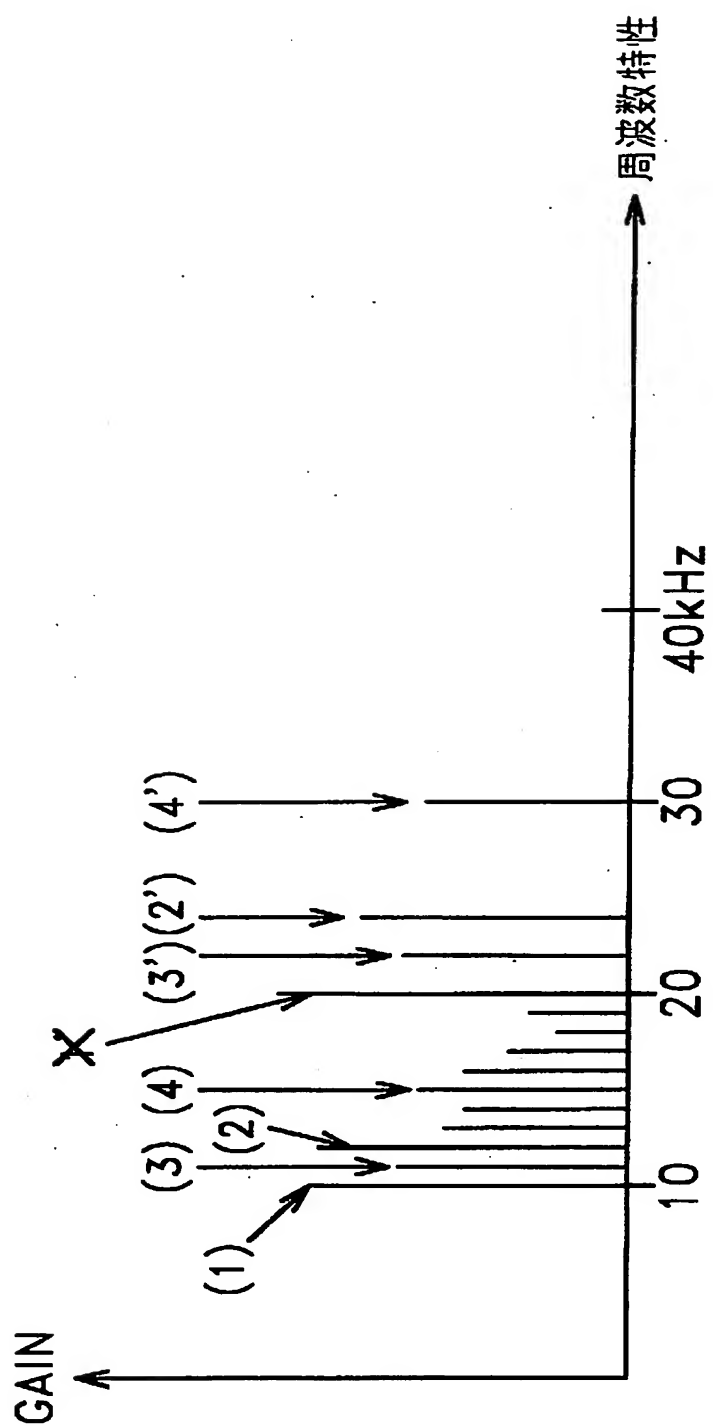
110<sub>1</sub> デジタルオーディオ信号処理装置



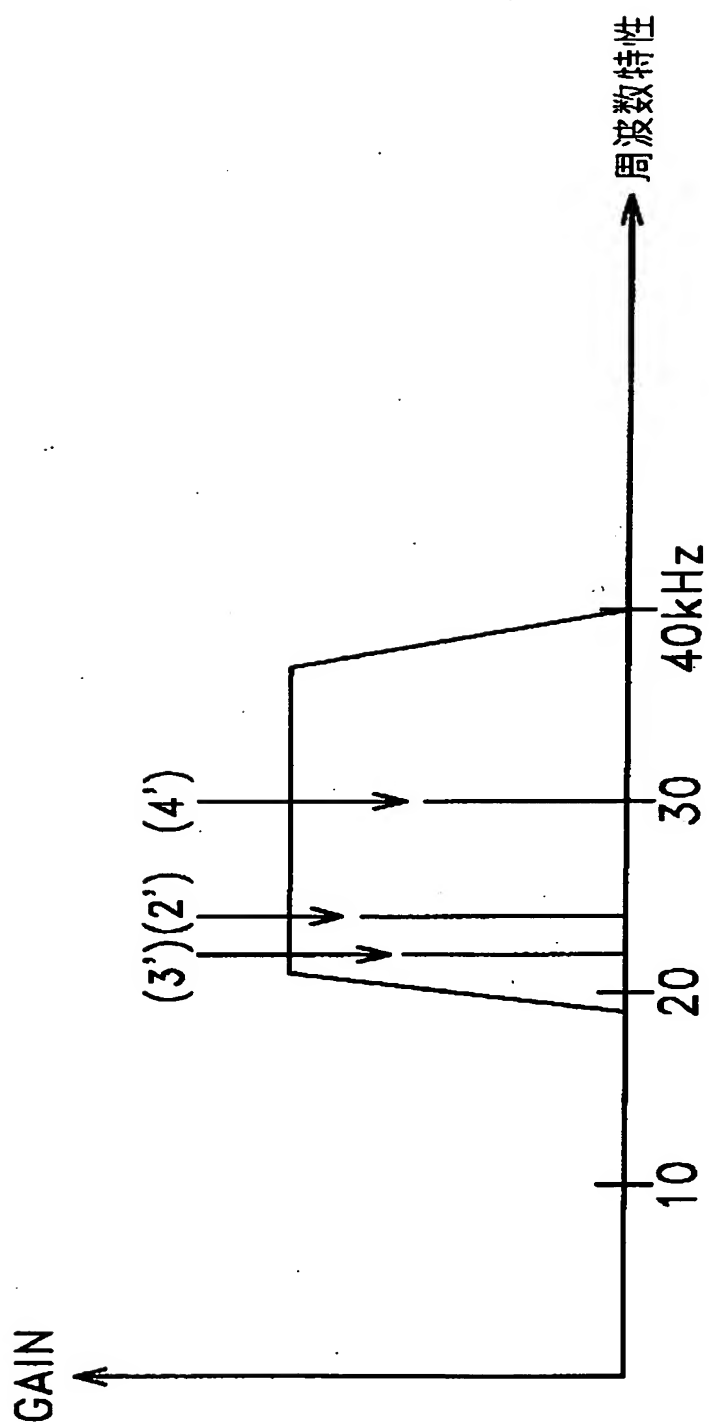
【図 23】



【図 2 4】

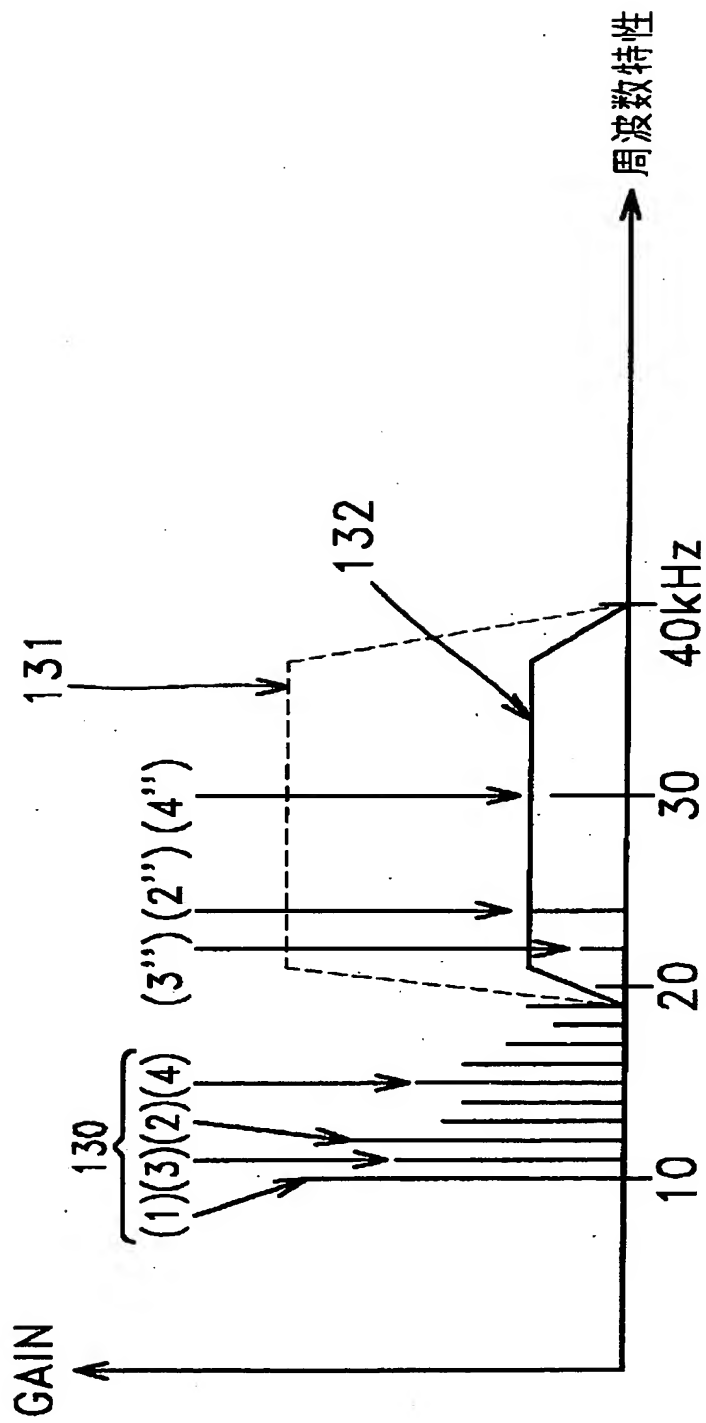


【図 2 5】

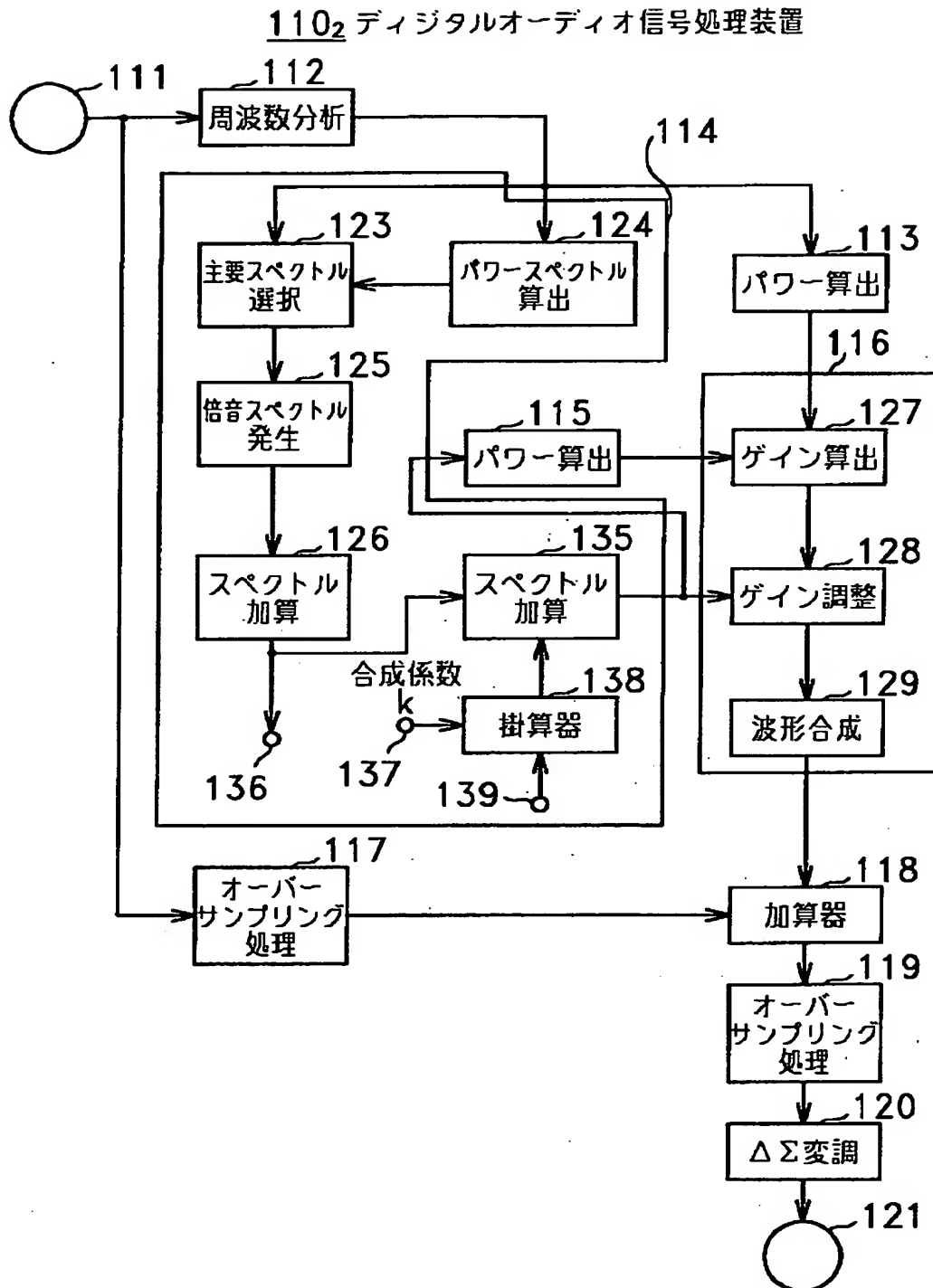




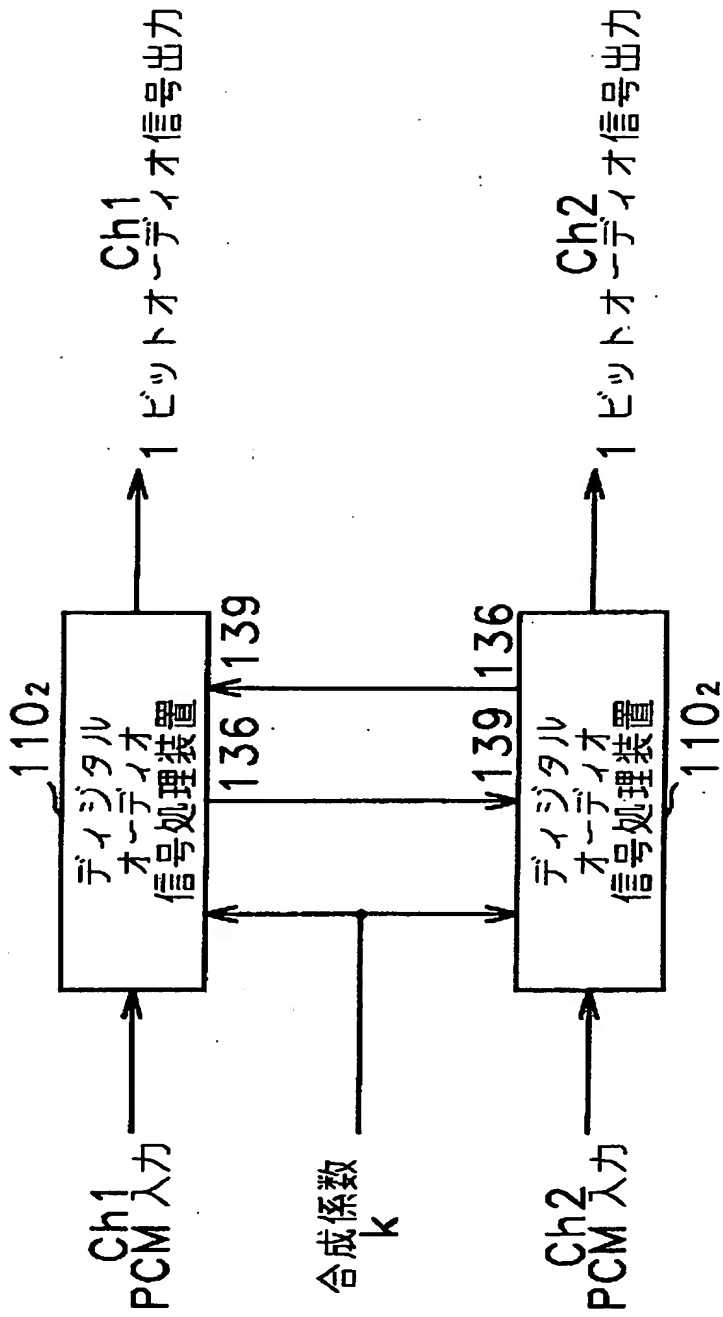
【図 26】



【図 27】

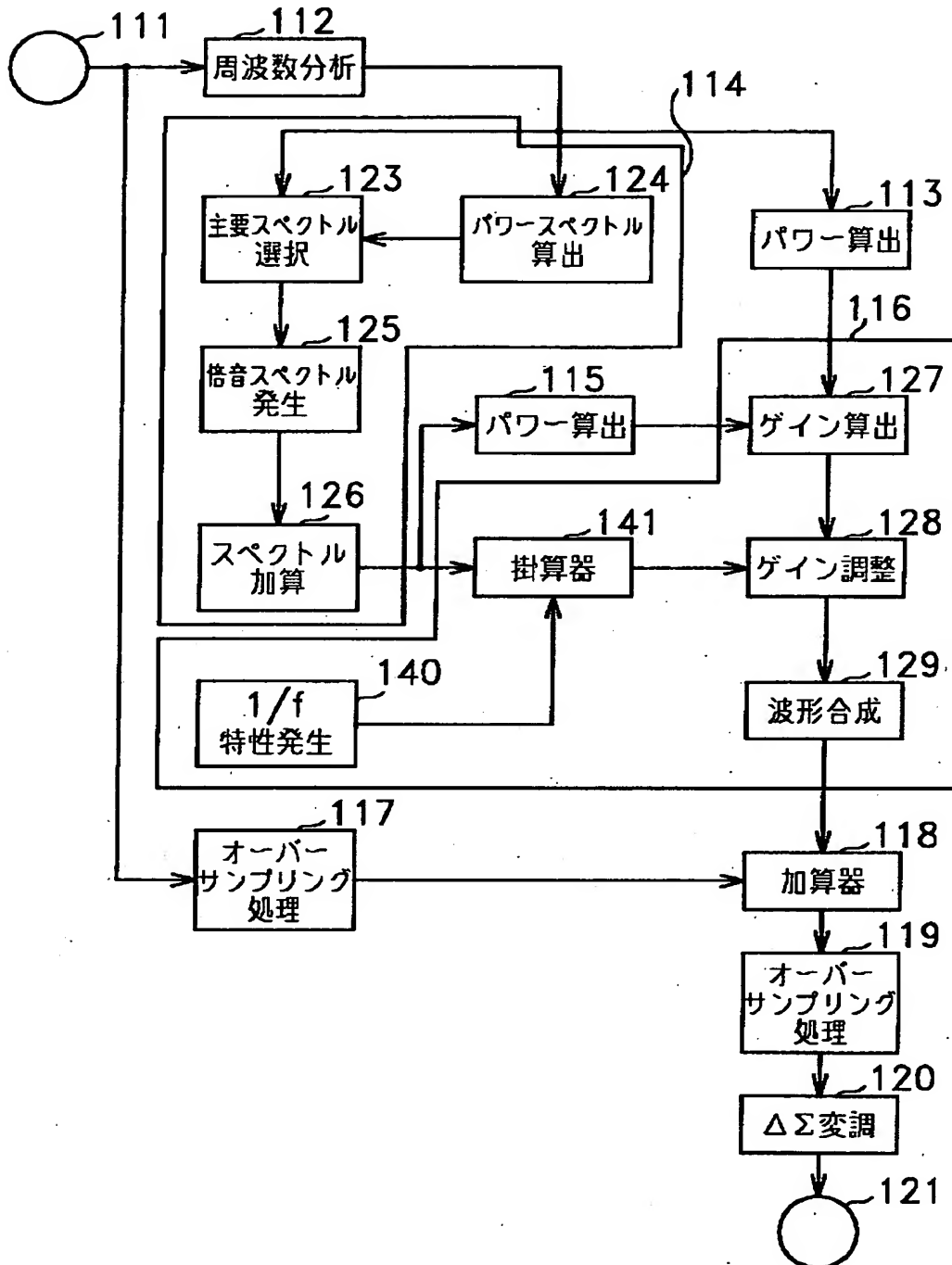


【図28】

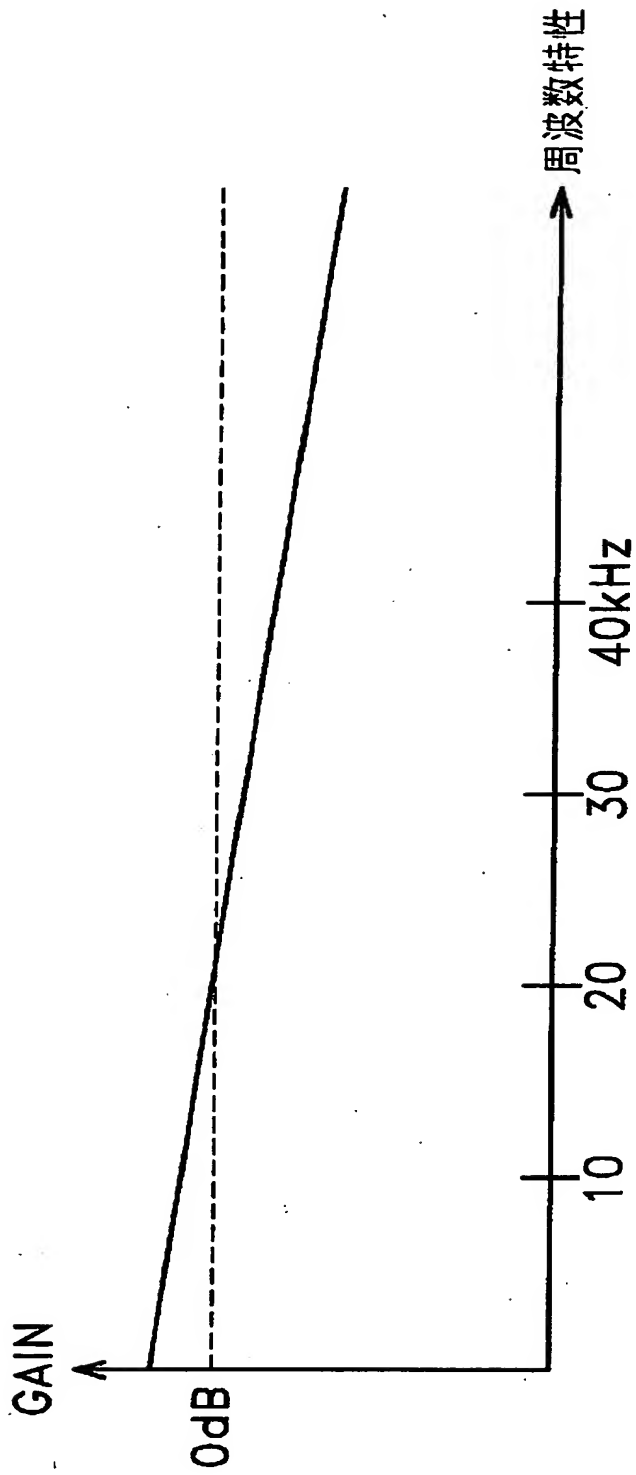


【図 29】

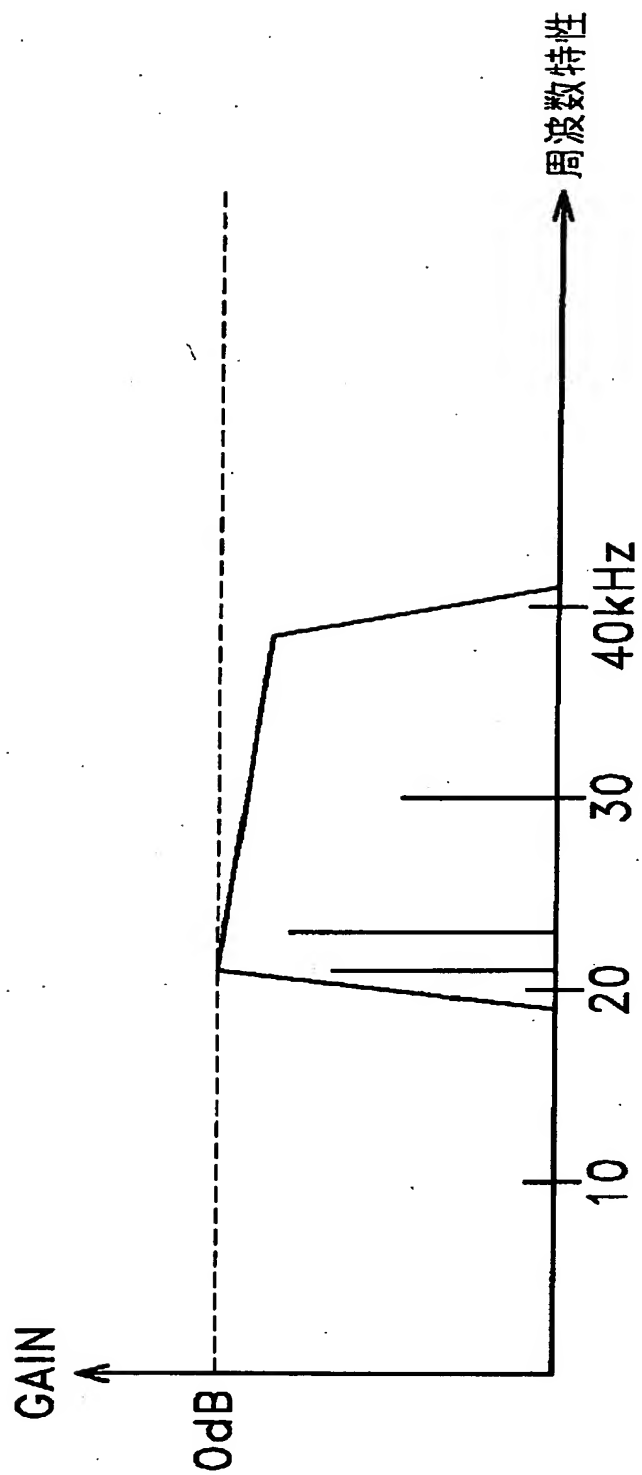
110<sub>3</sub> デジタルオーディオ信号処理装置



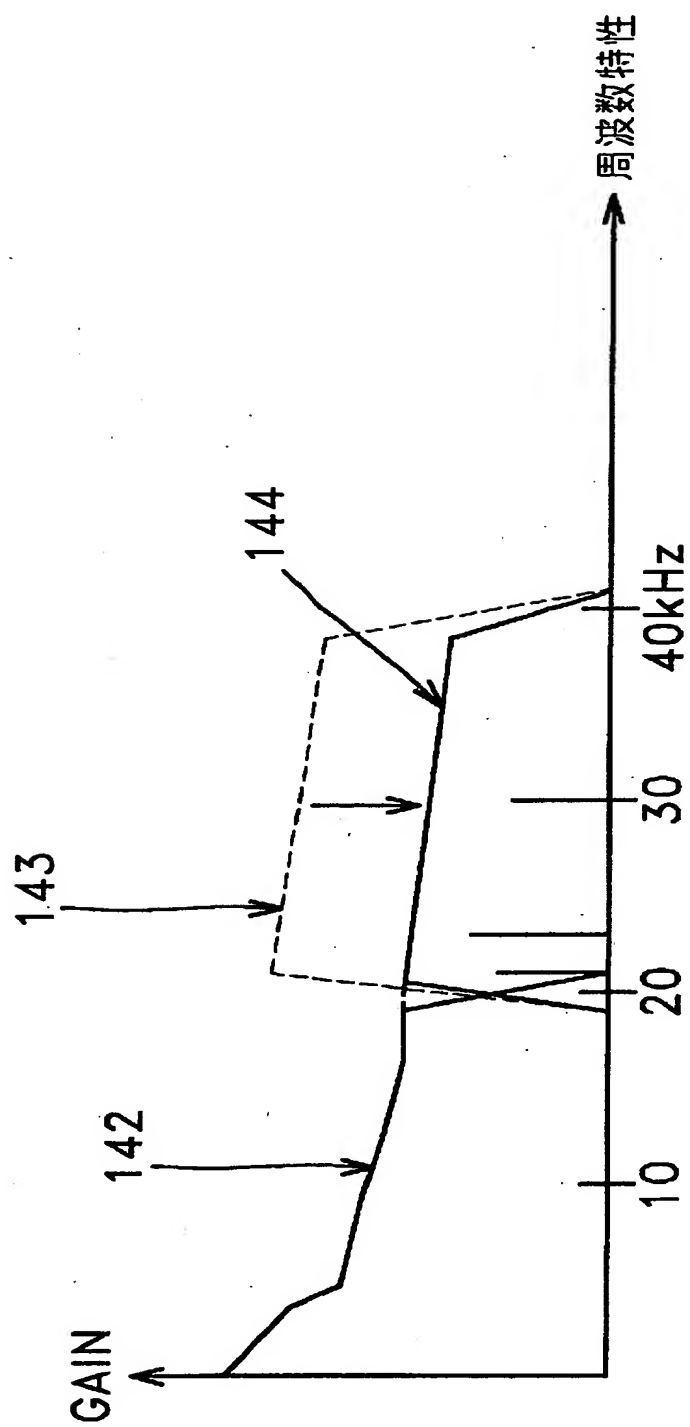
【図30】



【図31】

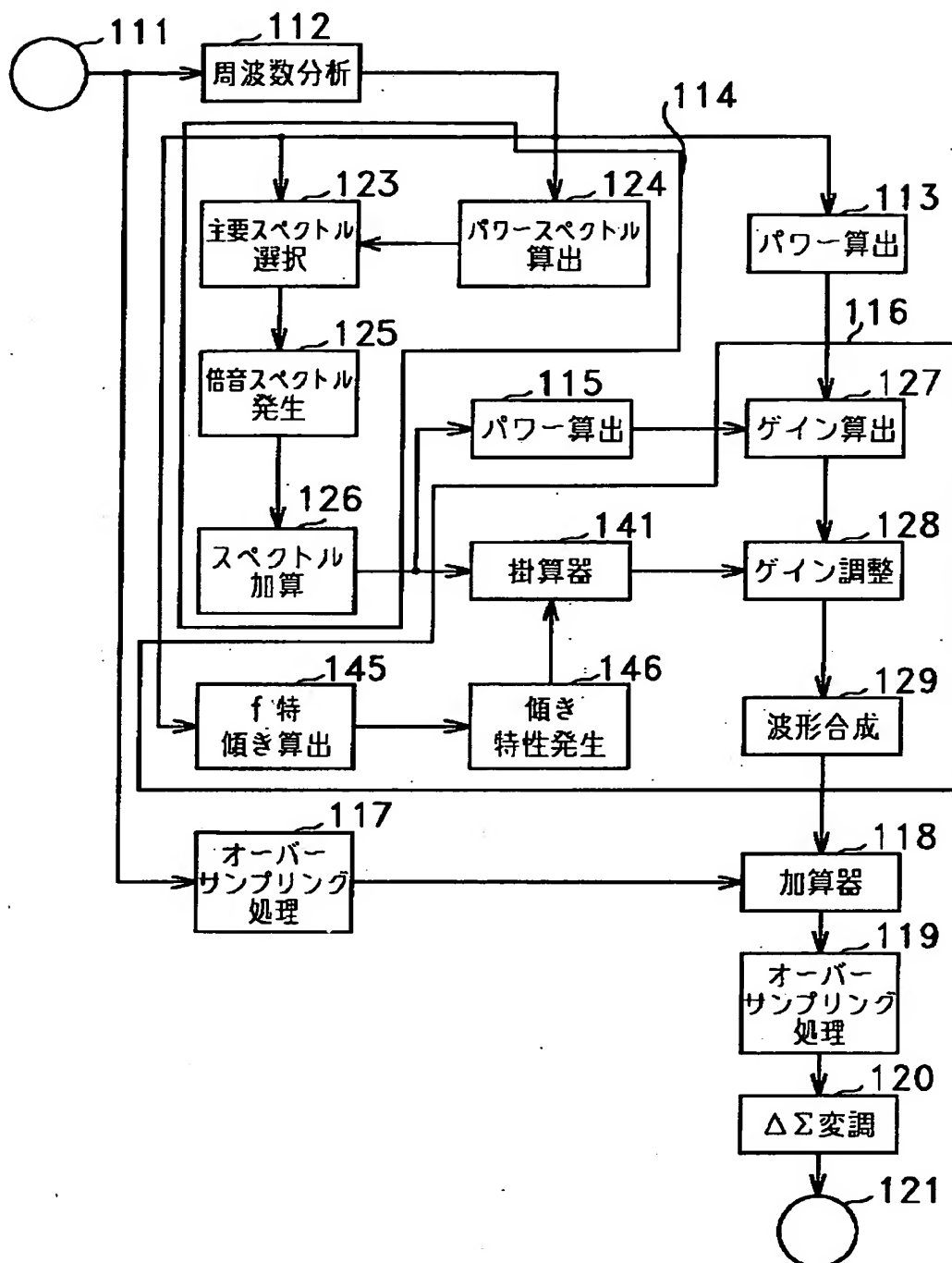


【図32】



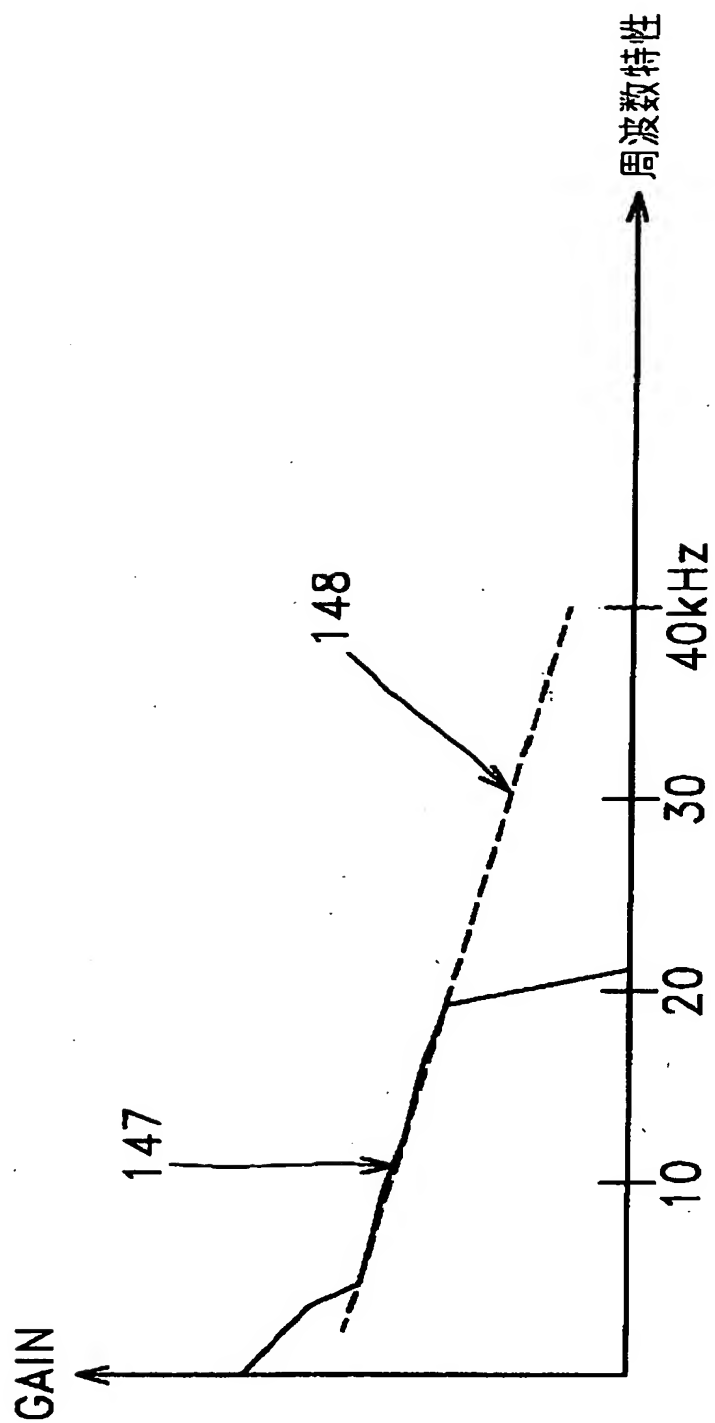
【図33】

110<sub>4</sub> デジタルオーディオ信号処理装置

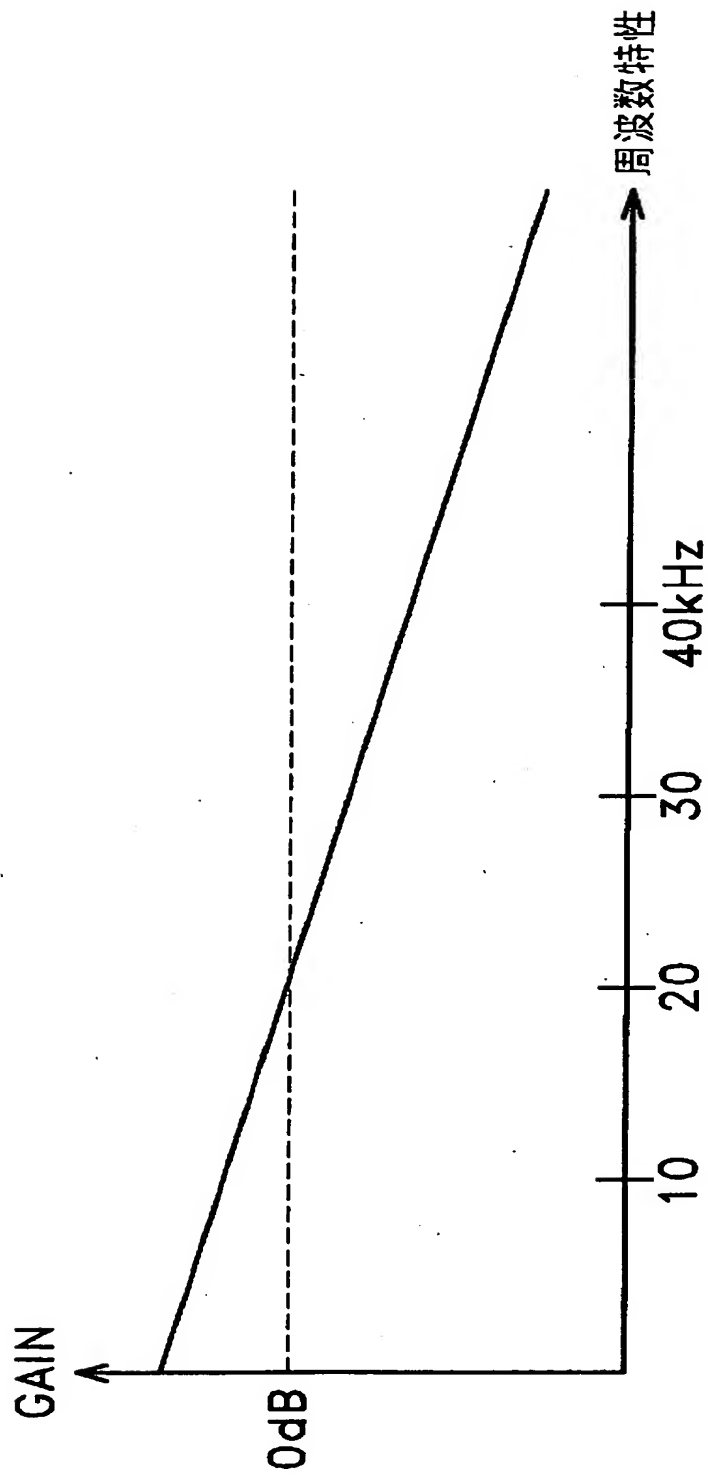




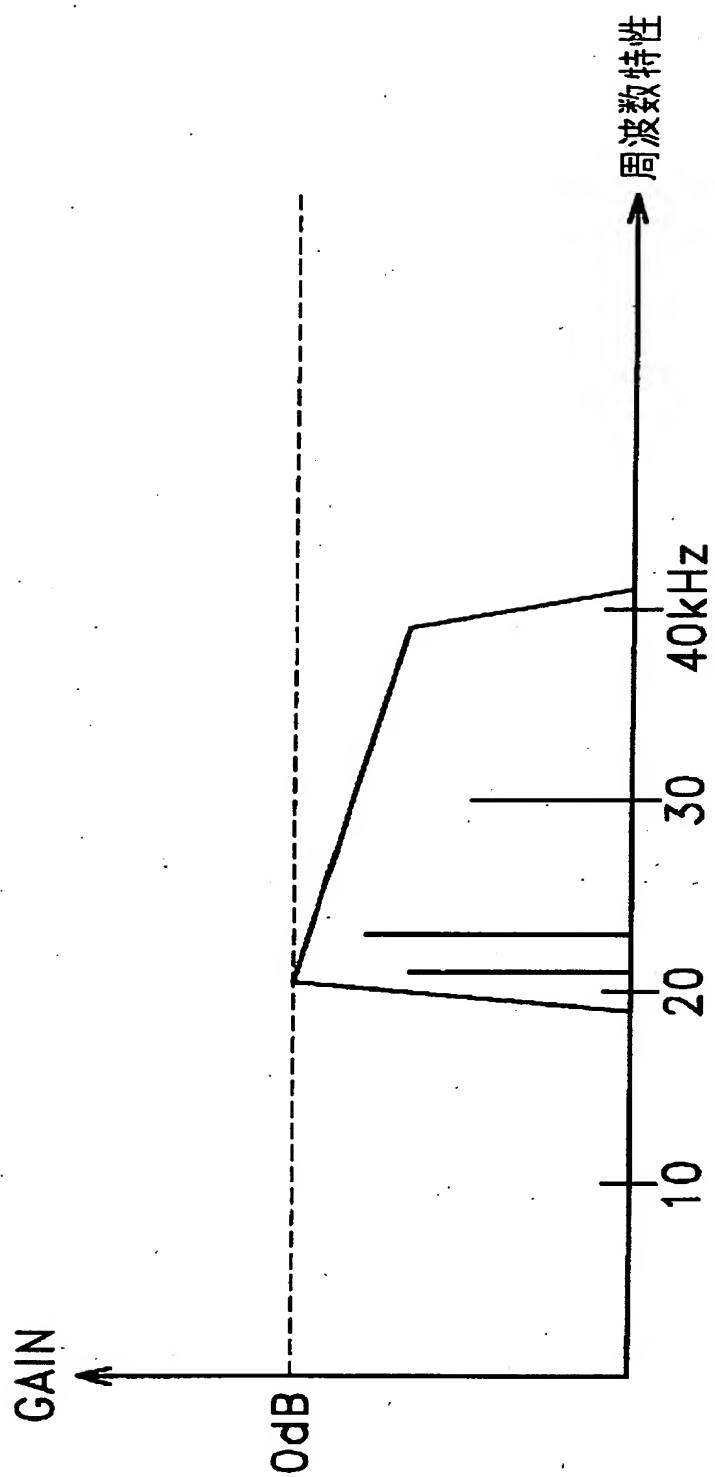
【図 34】



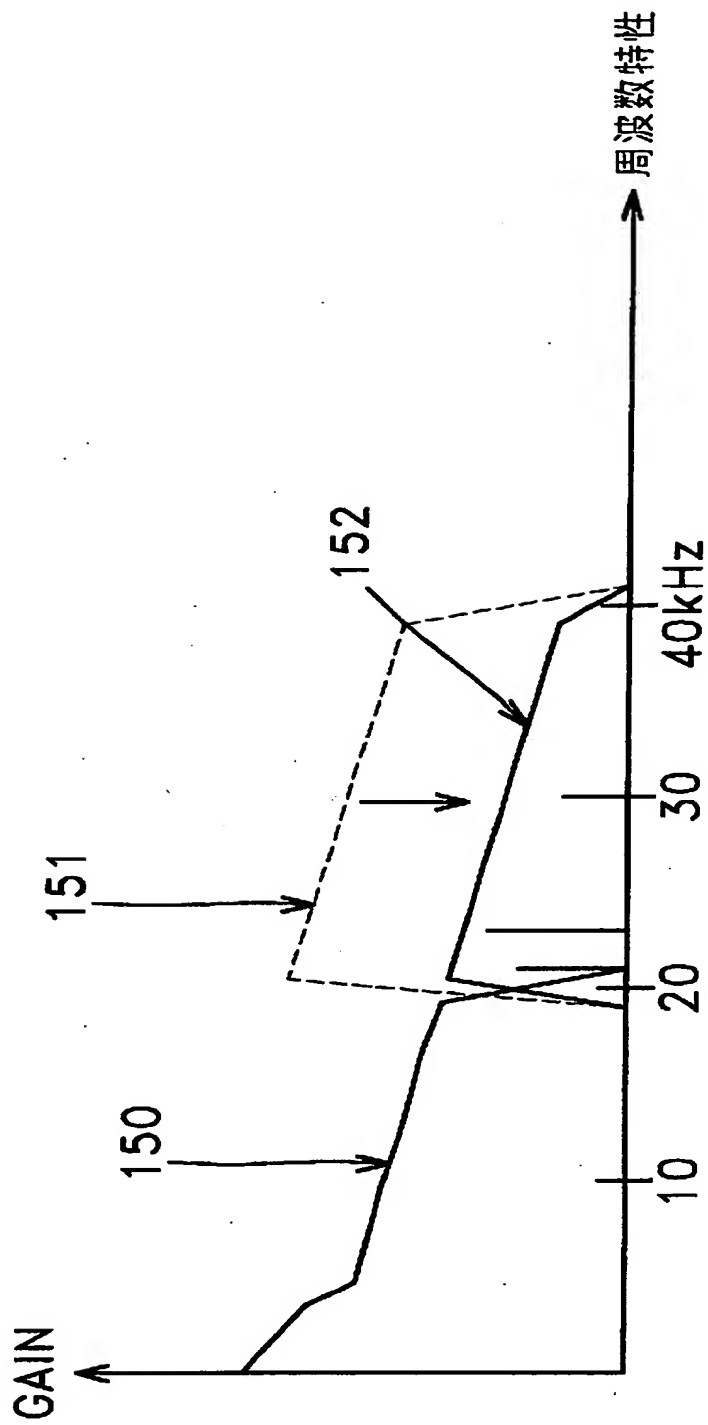
【図 35】



【図 36】

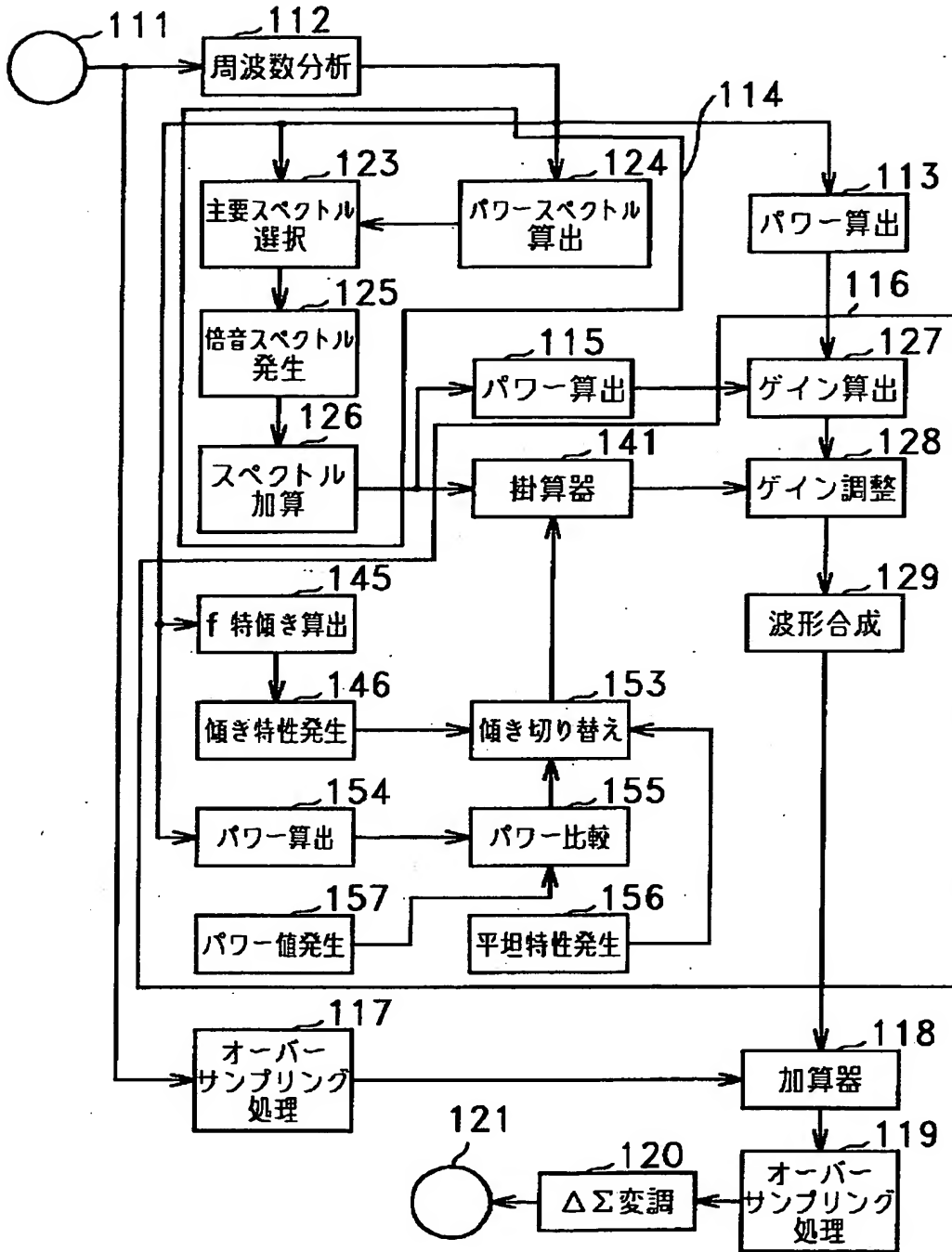


【図 37】

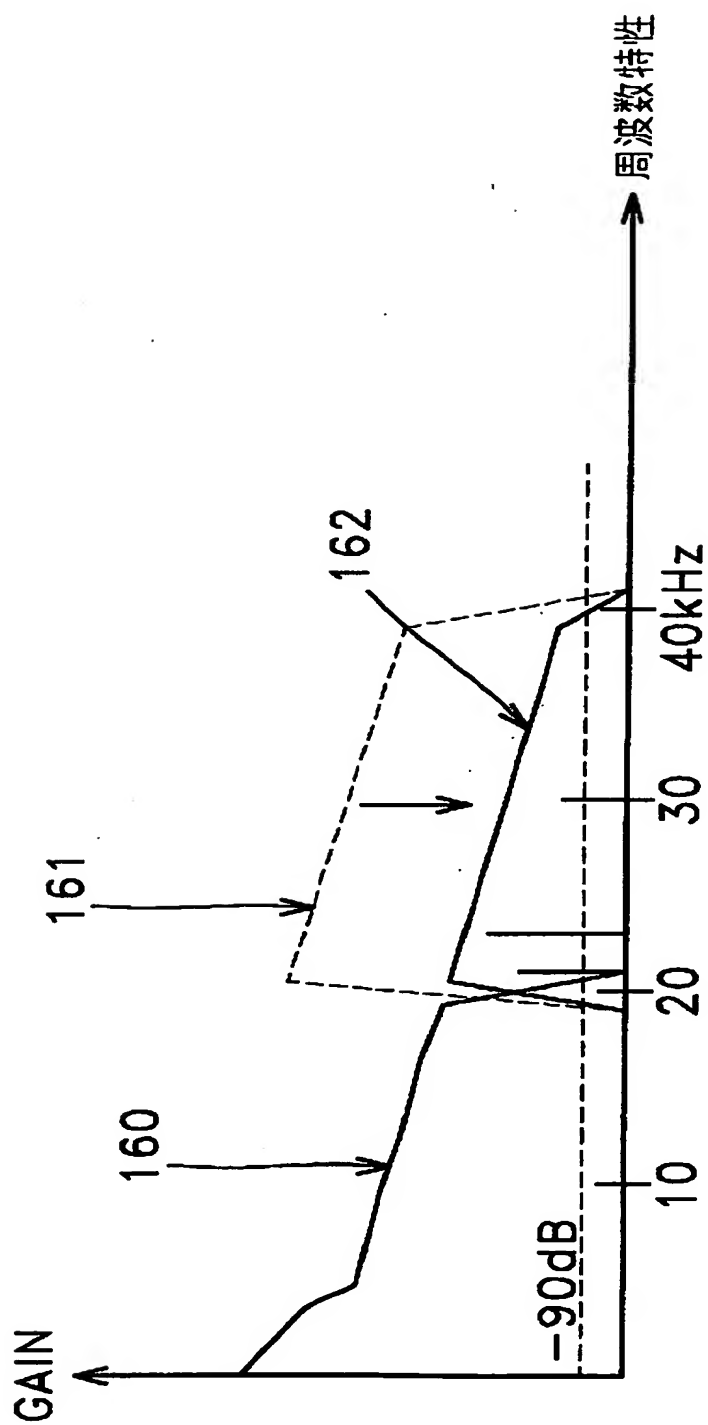


【図 38】

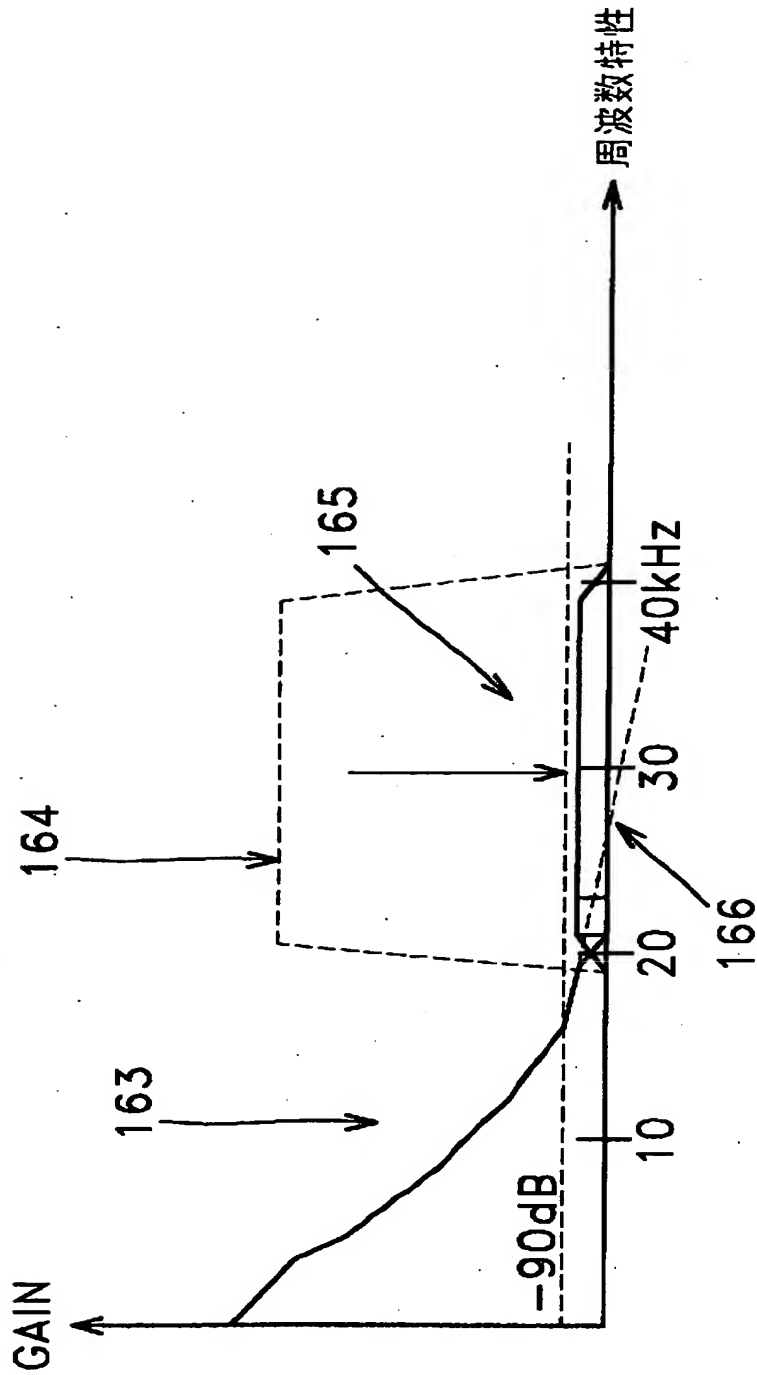
110<sub>5</sub> デジタルオーディオ信号処理装置



【図39】

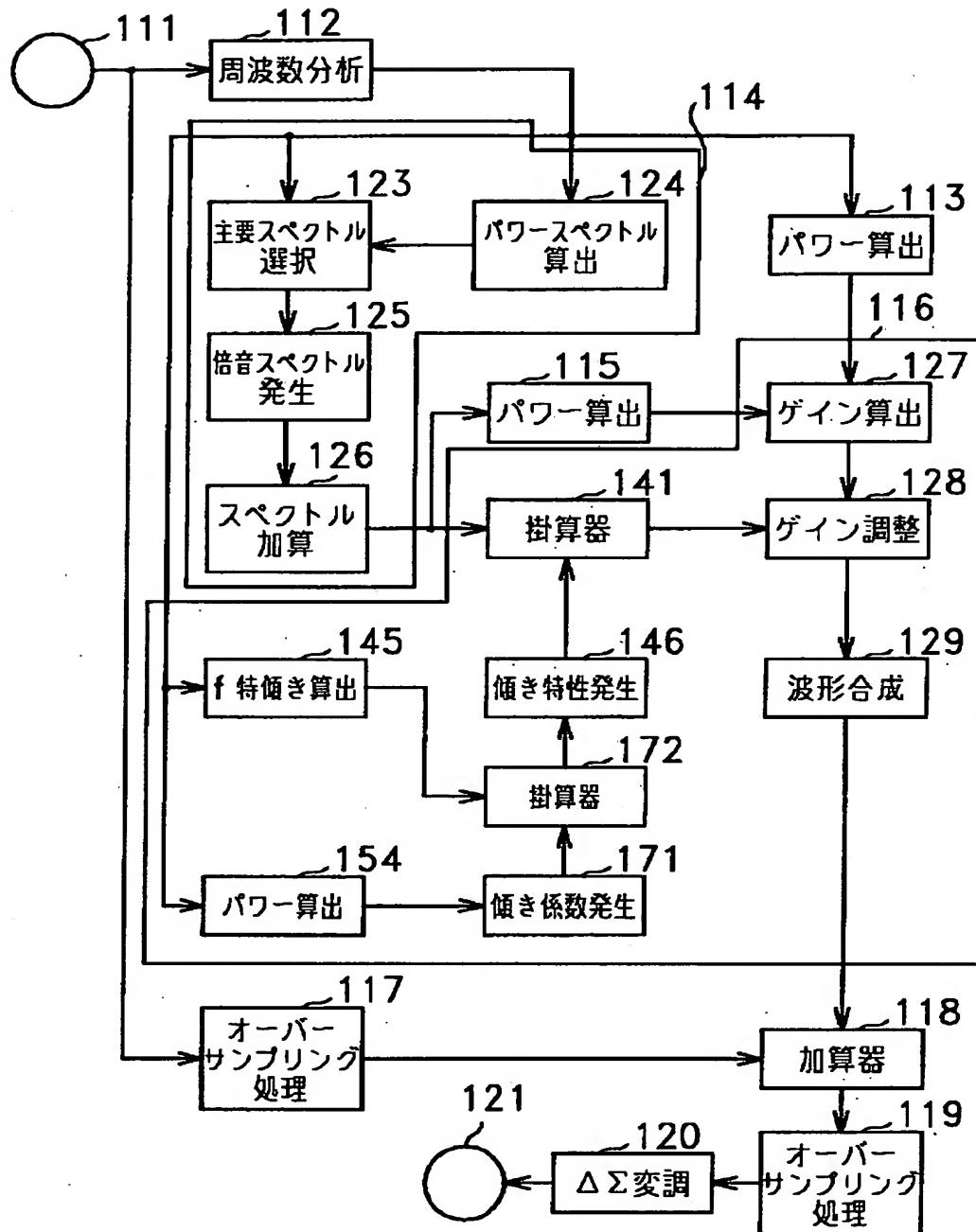


【図40】



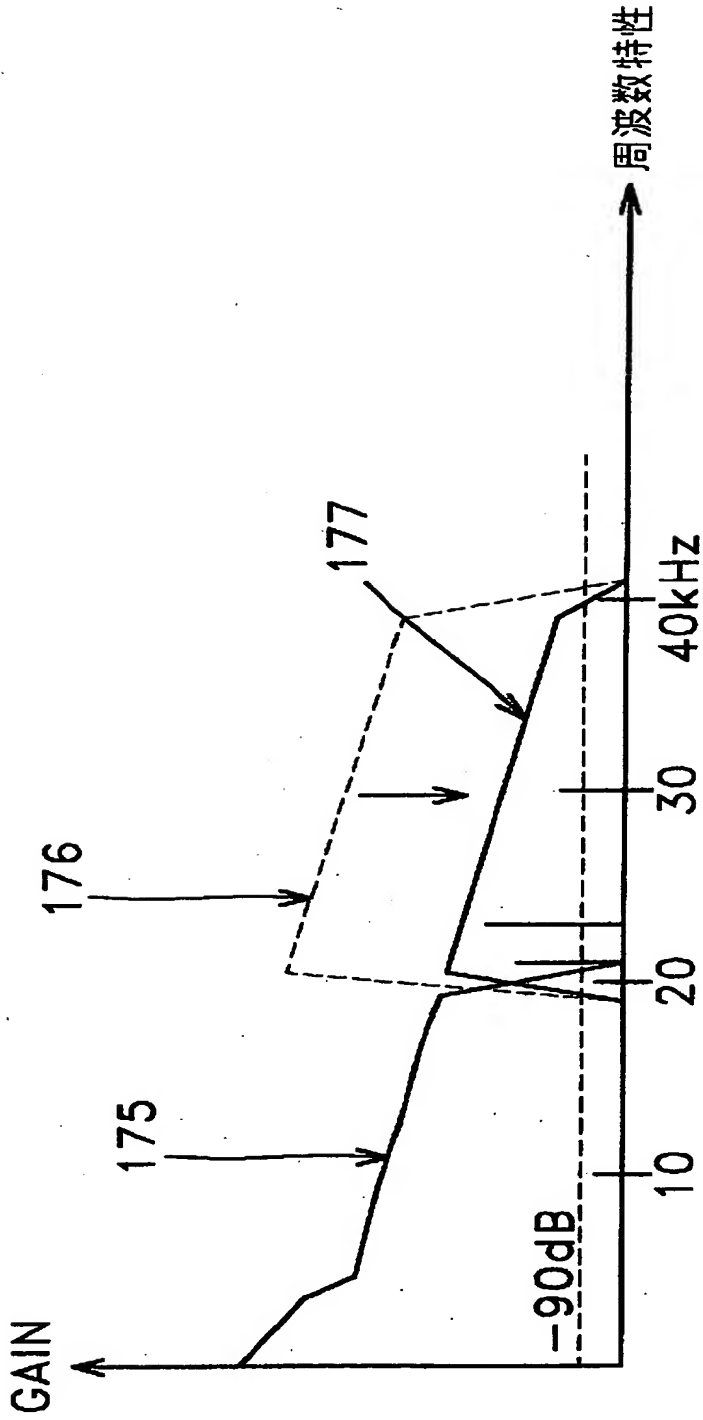
【図 4 1】

110<sub>6</sub> デジタルオーディオ信号処理装置

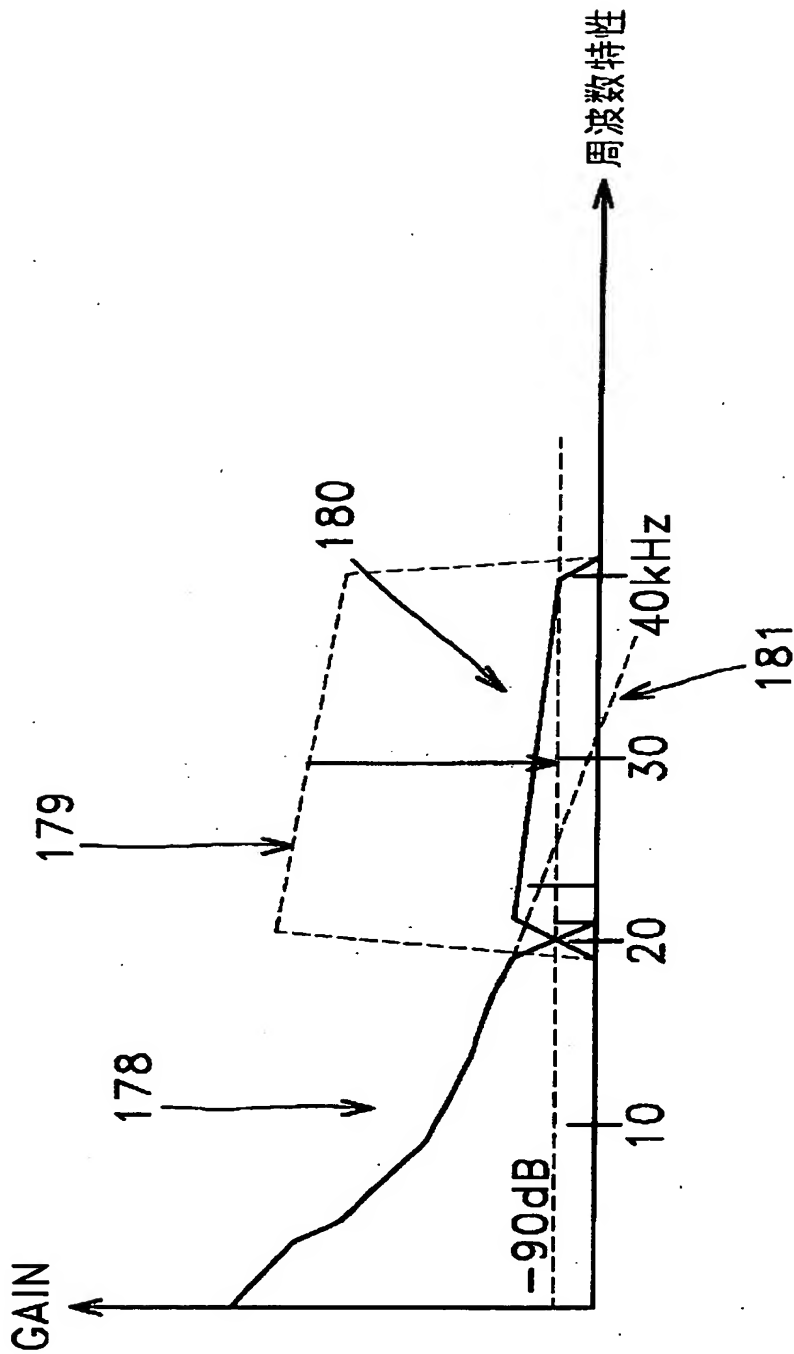




【図 4 2】

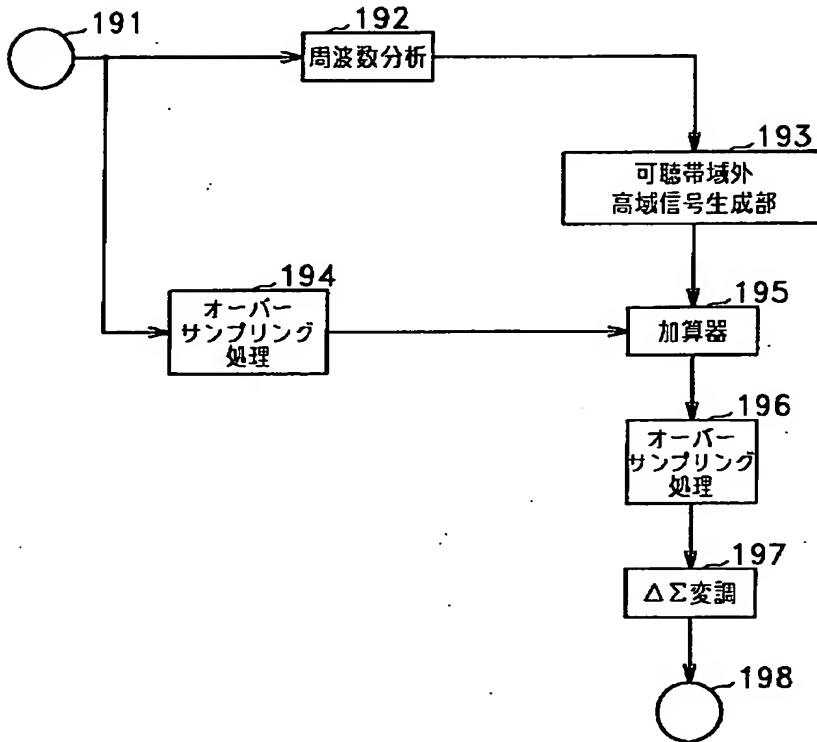


【図43】



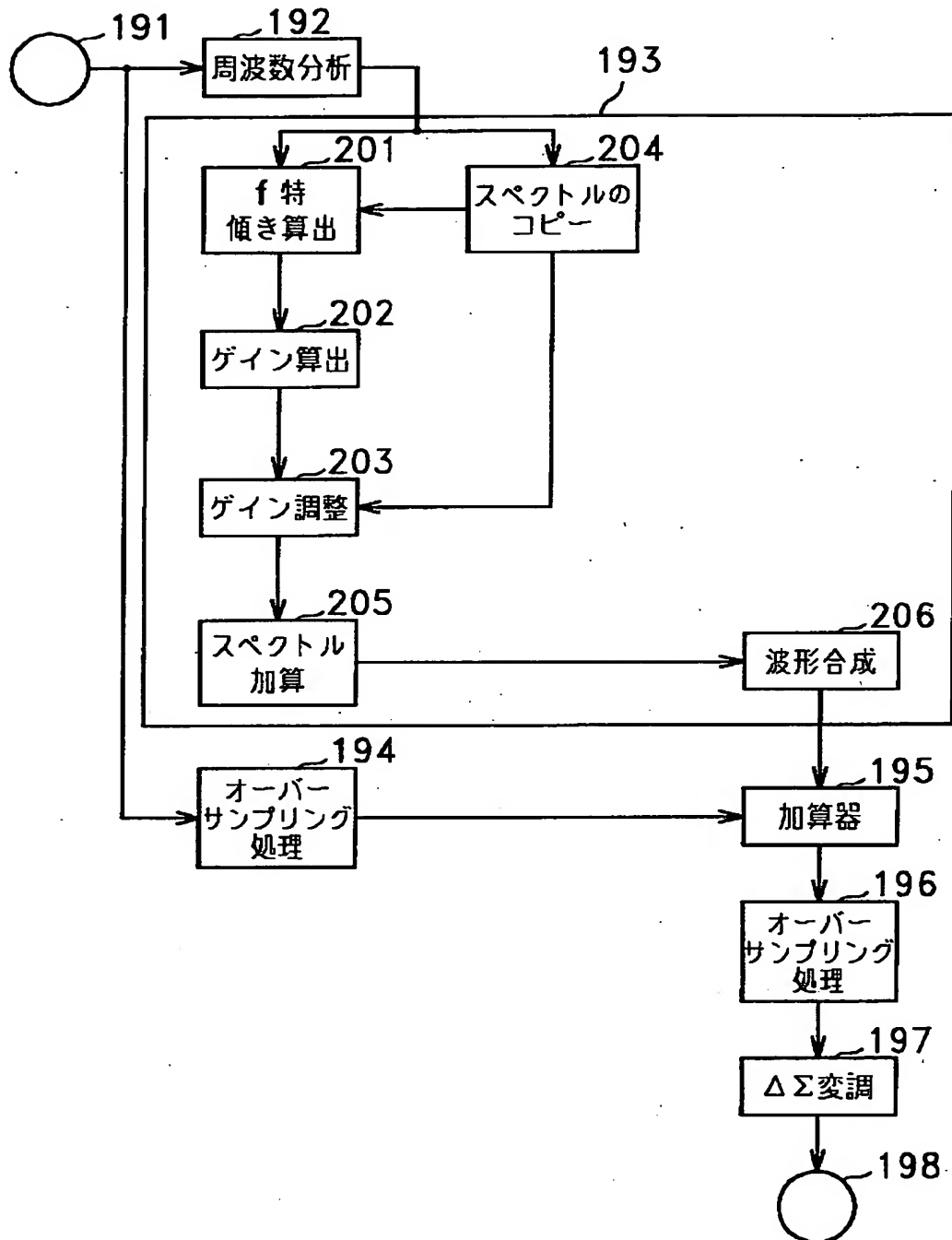
【図 4 4】

190 デジタルオーディオ信号処理装置

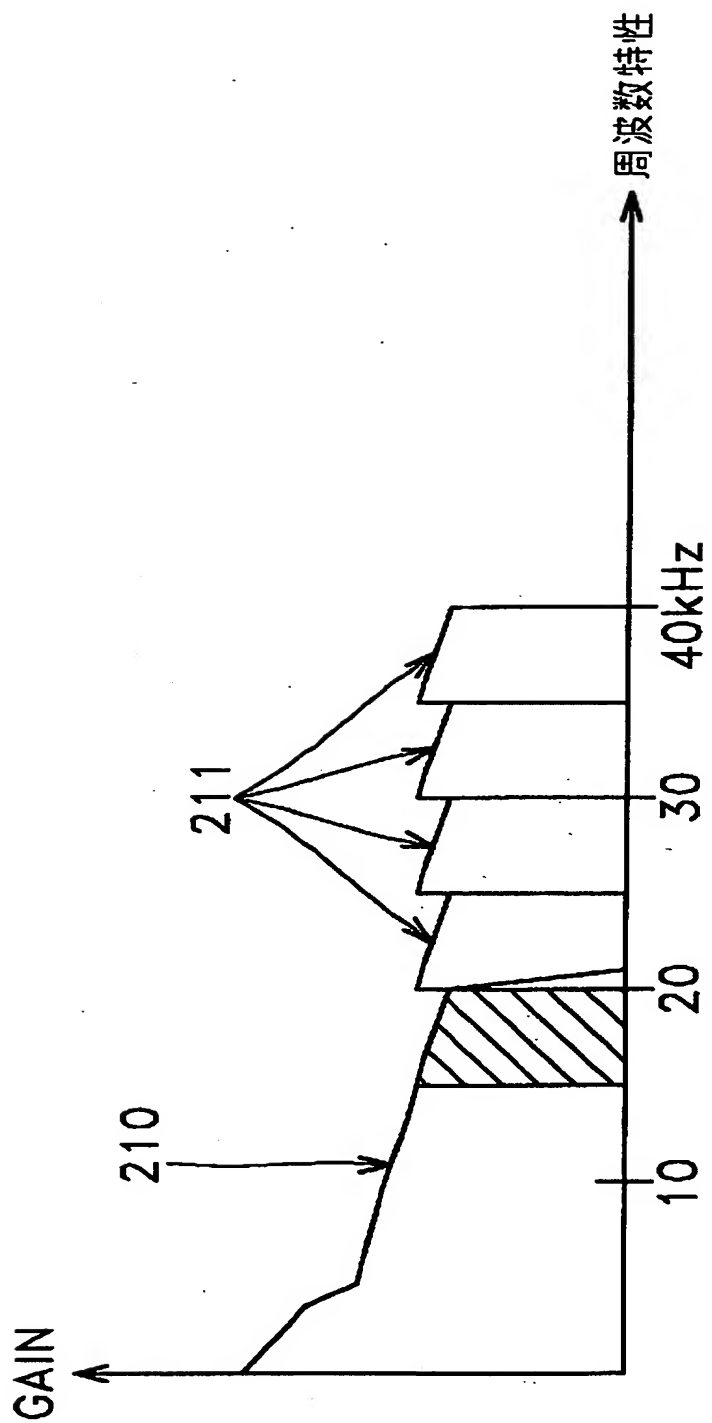


【図45】

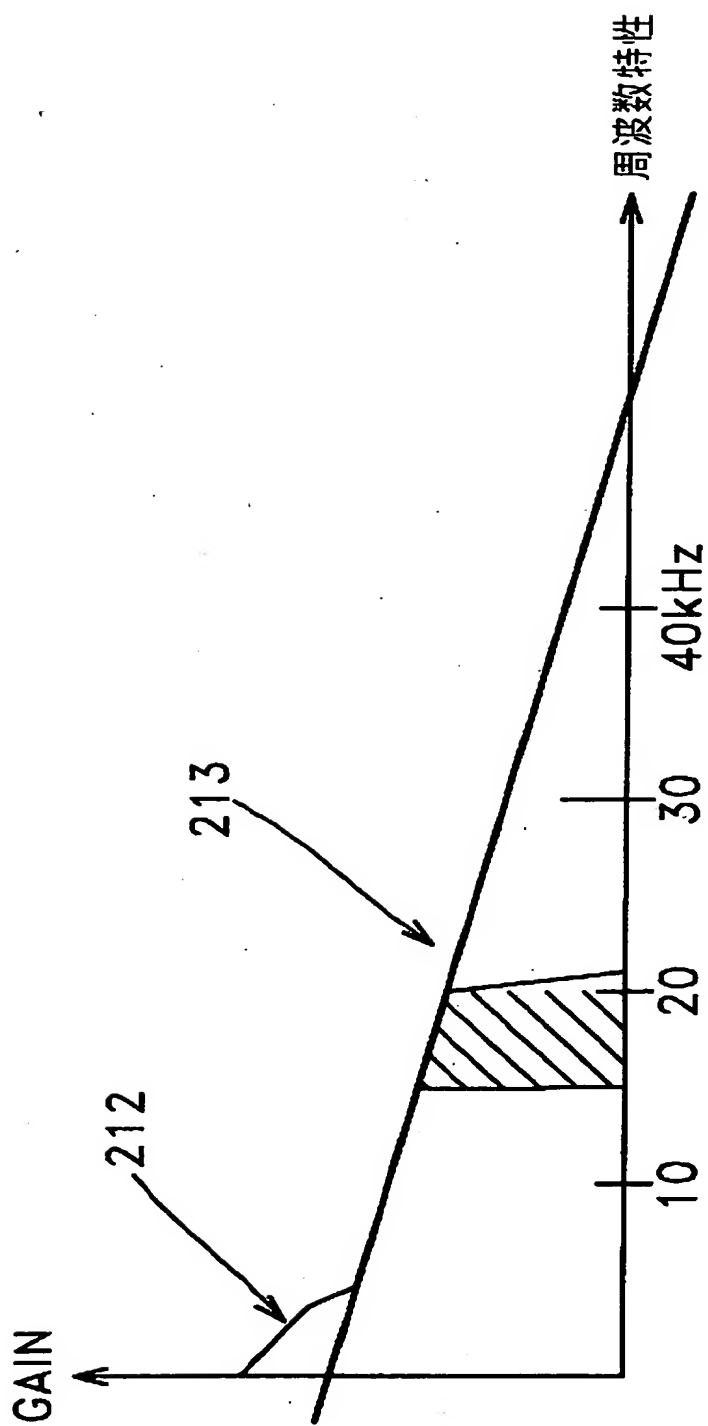
190<sub>1</sub> デジタルオーディオ信号処理装置



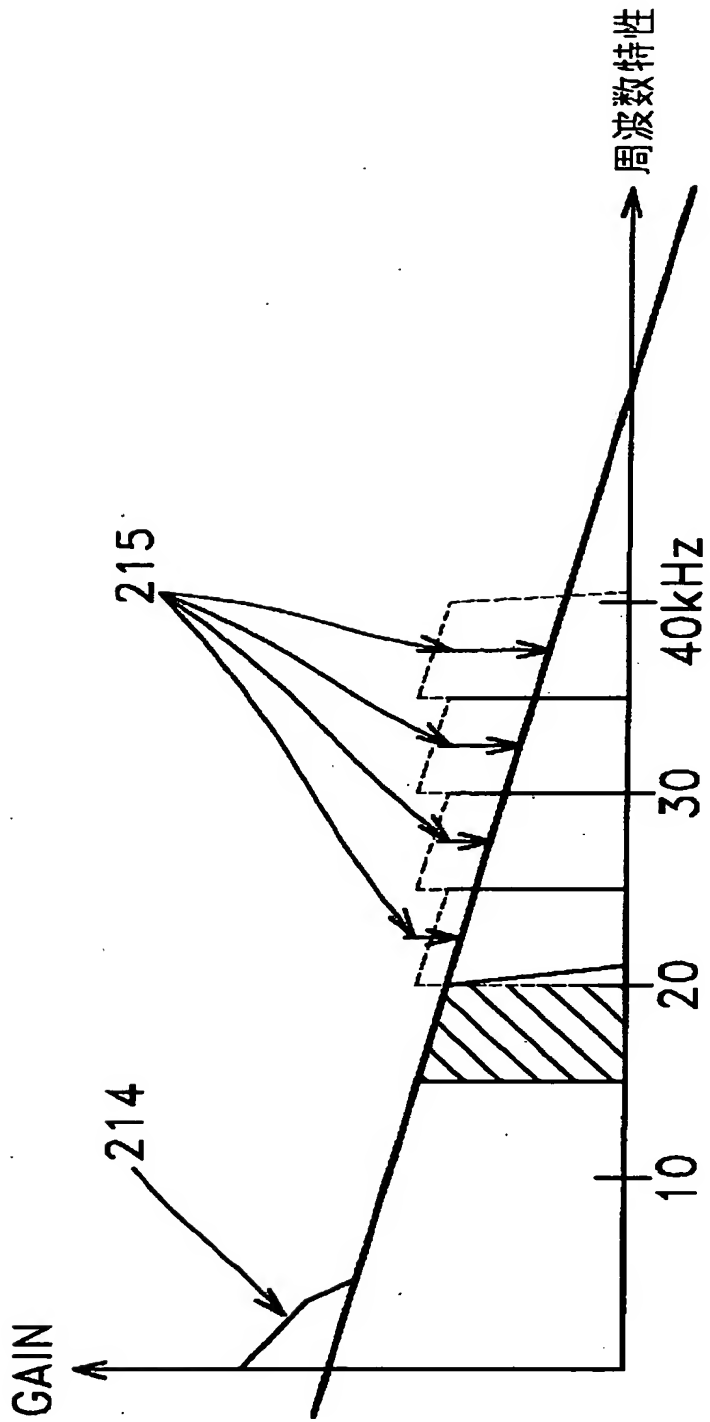
【図 46】



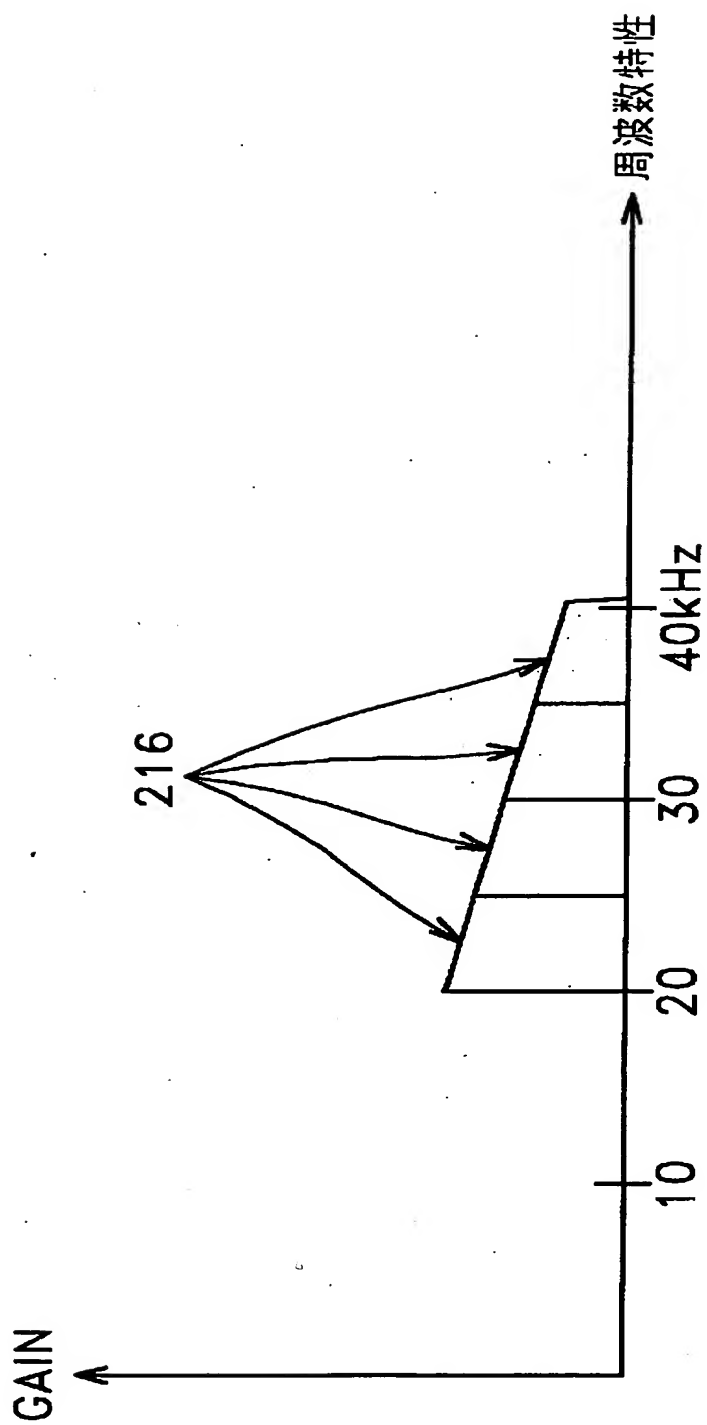
【図47】



【図 48】

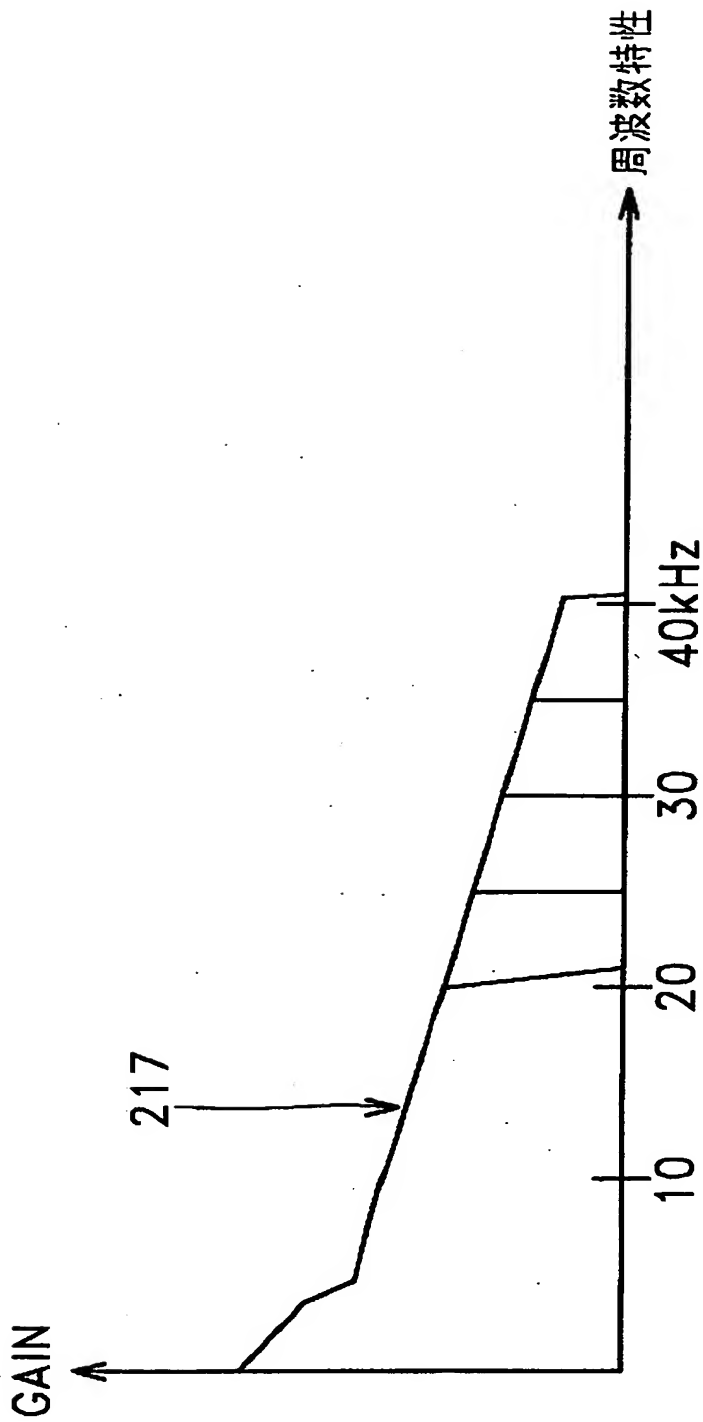


【図 4 9】





【図 5 0】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 高速 1 ビット・オーディオ信号の十分な周波数帯域を使いこなし、高品質のオーディオ信号を得る。

【解決手段】 正規化部 1 6 は、パワー算出部 1 3 にて算出された PCM 信号の 1 8 k H z から 2 0 k H z までの範囲の平均パワーに基づいてパワー算出部 1 5 にて算出されたディザ信号のパワーを正規化する。オーバーサンプリング処理部 2 1 は、入力端子 1 1 から入力された量子化周波数 4 4 . 1 k H z、量子化語長 1 6 b i t の PCM 信号を、 $2 \times 4 4 . 1 \text{ k H z}$  のサンプリング周波数でオーバーサンプリングし、オーバーサンプリング処理出力を加算器 2 2 に供給する。加算器 2 2 は、正規化部 1 6 からの正規化出力とオーバーサンプリング処理部 2 1 からのオーバーサンプリング出力とを加算し、その加算出力をオーバーサンプリング処理部 2 3 に送る。

【選択図】 図 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000002185]

1. 変更年月日 1990年 8月30日  
[変更理由] 新規登録  
住 所 東京都品川区北品川6丁目7番35号  
氏 名 ソニー株式会社